

Е.А.Зельдин

Импульсные устройства на микросхемах

Издательство «Радио и связь»



Серия основана в 1947 году
Выпуск 1166

Е. А. Зельдин

Импульсные устройства на микросхемах



Москва
«Радио и связь» 1991

ББК 32.85
З-50
УДК 621.374.049.77.001.92

Рецензент канд. техн. наук С. А. Бирюков

Зельдин Е. А.

З-50 Импульсные устройства на микросхемах. — М.: Радио и связь, 1991. — 160 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1166)

ISBN 5-256-00654-1.

Рассмотрены основные типы импульсных устройств и пути их реализации с помощью современных цифровых и аналоговых микросхем. На конкретных примерах показаны способы применения импульсных устройств в радиолюбительской и промышленной бытовой аппаратуре.

Для широкого круга радиолюбителей.

З $\frac{2302020400-099}{046(01)-91}$ **46—91** **ББК 32.85**

Научно-популярное издание

Массовая радиобиблиотека. Вып. 1166

ЗЕЛЬДИН ЕВСЕЙ АРОНОВИЧ

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА МИКРОСХЕМАХ

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редактор Л. Н. Ломакин
Редактор издательства Т. В. Крохалева
Обложка художника А. С. Дзуцева
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Г. З. Кузнецова
Корректор Т. С. Власкина

ИБ № 1749

Сдано в набор 24.10.90. Подписано в печать 30.05.91. Формат 60×90$^1/_{16}$. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 10,0. Усл. кр.-отт. 10,25. Уч.-изд. л. 12,12. Тираж 40 000 экз. Изд. № 22196. Заказ № 1363. Цена 1 р. 70 к.

Издательство «Радио и связь». 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

Областная ордена «Знак Почета» типография им. Смирнова Смоленского облуправления издательств, полиграфии и книжной торговли. 214000, г. Смоленск, проспект им. Ю. Гагарина, 2.

ISBN 5-256-00654-1

Предисловие

Эта книга может быть использована как практическое пособие по импульсной технике. В отличие от большинства книг, посвященных этой теме, описание различных импульсных устройств не ограничено здесь общими принципами, а доведено до конкретных схем с указанием значений навесных компонентов, а где требуется — до расчетных формул с перечислением ограничительных условий. Поскольку современные импульсные устройства часто реализуют на специализированных и универсальных микросхемах с применением времязадающих цепей, в книге дано краткое описание элементной базы интегральной микроэлектроники, а также основ теории RC-цепей.

Импульсные устройства и узлы широко используются в цифровых ЭВМ, измерительной технике, телевидении, радиолокации, автоматике и телемеханике, ядерной физике, медицинской аппаратуре и многих других отраслях. Подбор схем рассчитан на использование изделий транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ, в том числе и на транзисторах Шоттки), комплементарной структуры металл-окисел-полупроводник (КМОП), таймеров, операционных усилителей и компараторов напряжения. Источник материала — книги, сборники, периодические издания — отечественные и зарубежные, в основном находящиеся вне поля зрения массового читателя. Некоторые из описанных устройств разработаны автором,

1. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Импульсы и их параметры

К импульсным сигналам в общем случае принято относить различные электрические сигналы — периодические и непериодические, отличные по форме от гармонических (синусоидальных). Вопросами генерации, преобразования, передачи и применения импульсных сигналов занимается импульсная техника — важная область современной электронной техники.

Форму различных импульсов для удобства уподобляют близким по виду геометрическим фигурам. Импульсная техника оперирует с прямоугольными, трапецеидальными, треугольными, пилообразными, ступенчатыми и другими видами импульсов. Для практики наибольшее значение имеют прямоугольные импульсы, и о них в основном и будет идти речь в книге. Понятие «прямоугольный импульс»— идеализированное, форма реального импульса показана на рис. 1.1. Колебательные выбросы, обусловленные паразитными емкостями и индуктивностями, могут отсутствовать.

Параметры импульсов подразделяют на электрические и временные.

Электрические параметры характеризуют полярность импульса и его рабочий уровень. Поскольку большинство серий современных цифровых микросхем питается положительным относительно общего провода напряжением, полярность электрических импульсов в устройствах с такими микросхемами положительна (иначе говоря, мгновенное значение импульсного напряжения всегда больше нуля). Операционные усилители и некоторые типы компараторов напряжения питаются двуполярным напряжением, такие микросхемы пригодны для работы с разнополярными импульсами. Микросхемы, питающиеся отрицательным напряжением, составляют небольшую часть изделий микроэлектронной промышленности и имеют ограниченное применение.

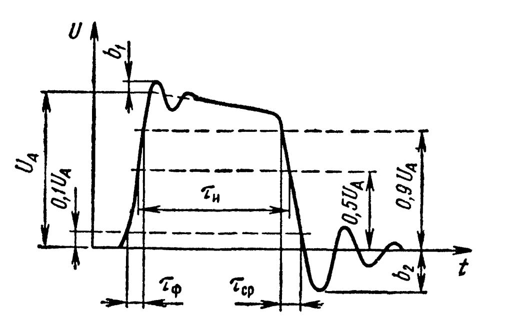


Рис. 1.1. Форма реального прямоугольного импульса

Импульсное напряжение может принимать то высокий, то низкий уровень. Уровень высокого напряжения обозначают U^1, низкого — U^0. Амплитуда U_a характеризует наибольшее из мгновенных значений импульса относительно начального уровня.

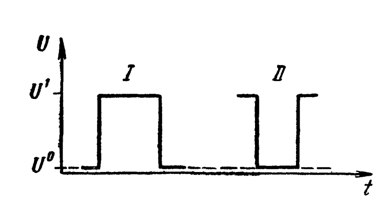


Рис. 1.2. Вид импульса высокого уровня (I), низкого уровня (II)

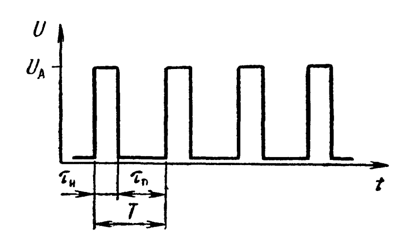


Рис. 1.3. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

В импульсных устройствах чаще имеют дело с импульсами высокого уровня (рис. 1.2, I), подобными показанным на рис. 1.1. Нередки, однако, случаи, когда в качестве активных употребляют импульсы низкого уровня (рис. 1.2, II), напряжение высокого уровня при этом служит исходным состоянием. Следует отметить, что некоторые авторы импульсы низкого уровня ошибочно называют отрицательными импульсами.

Перепадом (напряжения, тока) называют быстрое изменение электрического состояния, соизмеримое по длительности с временем переходных процессов в цепи. Положительный перепад (от низкого уровня к высокому) называют фронтом, в таблицах и на схемах его изображают знаком _|‾ (реже ↑), а в тексте — 0.1. Отрицательный перепад (от высокого уровня к низкому) принято называть срезом (спадом, задним фронтом). В таблицах и на схемах срез обозначают знаком ‾|_ (реже ↓), а в тексте — 1.0.

Переходный процесс в реальном устройстве занимает какое-то время, зависящее от инерционных свойств активных элементов, а также от паразитных емкостей. Поэтому в действительности в длительность импульса входит время фронта $\tau_{\text{ф}}$ и среза $\tau_{\text{ср}}$.

На практике длительность фронта и среза импульса определяют с помощью осциллографа Поскольку у реального импульса трудно точно выделить моменты начала и конца процесса, длительностью фронта и среза условно считают время изменения напряжения импульса от 0,1 U_A до 0,9 U_A (рис. 1.1) или от 0,9 U_A до 0,1 U_A.

В литературе можно также встретить термины «крутизна фронта» и «крутизна среза»:

$$K_{\text{ф}} = (0{,}9U_A - 0{,}1U_A)/\tau_{\text{ф}} = 0{,}8U_A/\tau_{\text{ф}}, \text{ В/мкс},$$
$$K_{\text{ср}} = (0{,}9U_A - 0{,}1U_A)/\tau_{\text{ср}} = 0{,}8U_A/\tau_{\text{ср}}, \text{ В/мкс}.$$

Длительность импульса, так называемую активную длительность, отсчитывают на уровне 0,5 U_A. При рассмотрении процессов генерирования и формирования импульсов длительность фронта и среза не учитывают, для простоты полагая ее равной нулю.

Импульсы, следующие в определенном порядке, образуют импульсную последовательность. В периодической последовательности импульсы и паузы между ними одинаковы. Сумма длительностей импульса $\tau_{\text{и}}$ и паузы $\tau_{\text{п}}$ определяет период следования T (рис. 1.3). Обратная величина $f = 1/T$ характеризует частоту следования импульсов.

Для характеристики периодической последовательности используют и дополнительные параметры: скважность импульсов $Q=T/\tau_и$ и реже коэффициент заполнения $\gamma=\tau_и/T$. Периодическую последовательность, у которой $\tau_и=\tau_п$, т. е. $Q=2$, называют меандром.

1.2. RC-цепи

В большинстве импульсных устройств независимо от используемой элементной базы и схемотехнического решения длительность, или частота, следования импульсов зависит от параметров RC-цепей. Простейшая RC-цепь состоит из резистора R и конденсатора C. Обычно резистор и конденсатор соединяют последовательно. Временну́ю выдержку определяет процесс зарядки конденсатора C через резистор R от внешнего источника напряжения $U_п$. Употребляют также и параллельное включение конденсатора и резистора. В этом случае конденсатор, предварительно заряженный от источника питания, разряжается начиная с момента отключения внешнего напряжения.

RC-цепь, как и любую электрическую систему, характеризует определенный запас энергии. Изменению состояния системы соответствует изменение запаса энергии в конденсаторе (энергию может запасать только реактивный элемент цепи). Переход RC-цепи из одного состояния в другое сопровождается расходом энергии и протекает в течение определенного промежутка времени, поскольку изменение энергии не может происходить мгновенно, ибо для этого потребовался бы источник бесконечно большой мощности. В течение времени переходного процесса происходит изменение напряжения и тока в компонентах цепи.

Идею работы импульсных устройств с разными вариантами включения RC-цепи поясняет рис. 1.4. Здесь A1 — пороговый элемент (ПЭ), который скачком меняет свое состояние, когда входное напряжение, увеличиваясь или уменьшаясь, достигает порогового значения $U_{пор}$ (порог переключения). Переключатель SA1 показан условно: в большинстве реальных устройств его роль исполняет электронный ключ — логический элемент, транзистор и т. п., который подключает цепь R1C1 поочередно то к источнику напряжения G1, то к общему проводу.

На рис. 1.4, *а* показана схема узла с так называемым разделительным конденсатором: он отделяет по постоянному току пороговый элемент от источника напряжения. В исходном состоянии конденсатор C1 разряжен, через резистор R1 ток не протекает. Выходное состояние порогового элемента A1 определено входным напряжением $U_{вх}=0$. В момент переключе-

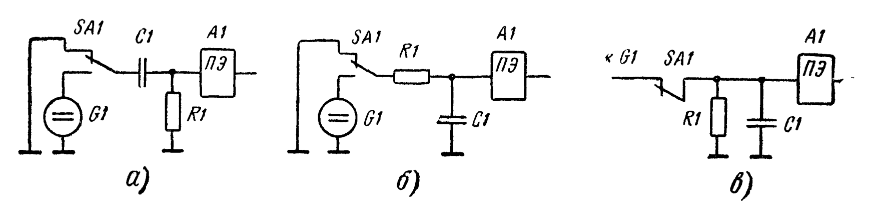


Рис. 1.4. RC-цепь на входе импульсных устройств:
а — дифференцирующая (разделительная) цепь; *б* — интегрирующая цепь; *в* — резистор и конденсатор включены параллельно

ния контактов SA1 на резисторе R1 падает максимальное напряжение $U_R = U_п$, которое вызовет переключение порогового элемента. Когда по мере зарядки конденсатора C1 падение напряжения на резисторе снизится до уровня $U_R = U_{пор}$, пороговый элемент вернется в исходное состояние и вызовет в последующих узлах необходимые переключения.

Вариант, схема которого изображена на рис. 1.4, *б*, отличается тем, что пороговый элемент A1 переключается напряжением U_C на конденсаторе C1, которое увеличивается от нуля, стремясь к $U_п$. В варианте на рис. 1.4, *в* напряжение уменьшается одновременно на резисторе R1 и конденсаторе C1.

Переходные процессы в RC-цепи протекают по одному общему закону, но их продолжительность в каждом конкретном устройстве различна и определяется произведением $\tau = RC$ — так называемой постоянной времени. Термин этот не случаен: постоянная времени имеет в системе СИ размерность:

$$\tau = [\text{ом}] \cdot [\text{фарада}] = \left[\frac{\text{вольт}}{\text{ампер}}\right] \cdot \left[\frac{\text{кулон}}{\text{вольт}}\right] =$$

$$= \left[\frac{\text{вольт}}{\text{ампер}}\right] \cdot \left[\frac{\text{ампер} \cdot \text{секунда}}{\text{вольт}}\right] = [\text{секунда}].$$

На практике для характеристики постоянной времени обычно пользуются одним из следующих соотношений:

$\tau[\text{с}] = R[\text{МОм}]C[\text{мкФ}]$,
$\tau[\text{мс}] = R[\text{кОм}]C[\text{мкФ}]$,
$\tau[\text{мкс}] = R[\text{МОм}]C[\text{пФ}]$,
$\tau[\text{мкс}] = R[\text{кОм}]C[\text{нФ}]$.

Математически переходные процессы в RC-цепи описывает экспоненциальная функция, или, короче, экспонента

$$U(t) = U_п e^{-t/\tau}, \qquad (1.1)$$

где t — текущее время, e — основание натуральных логарифмов, $e = 2,718$, τ — постоянная времени, $U_п$ — напряжение питания. Другая форма записи этой функции:

$$U(t) = U_п \exp(-t/\tau). \qquad (1.2)$$

В литературе встречаются оба вида записи.

Из уравнения (1.1) следует, что экспоненциальная функция — убывающая, чем больше постоянная времени, тем медленнее протекает процесс, желаемое значение постоянной времени RC можно обспечить, применяя разные сочетания сопротивлений и емкостей.

Формулы, описывающие переходные процессы в стадиях зарядки конденсатора и его разрядки, немного различаются. При зарядке:

$$U_R = U_п \exp(-t/\tau), \qquad (1.3)$$
$$U_C = U_п [1 - \exp(-t/\tau)]. \qquad (1.4)$$

При разрядке (начальное напряжение на конденсаторе также равно $U_{C.нач} = U_п$):

$$U_R = -U_п \exp(-t/\tau), \qquad (1.5)$$
$$U_C = U_п \exp(-t/\tau). \qquad (1.6)$$

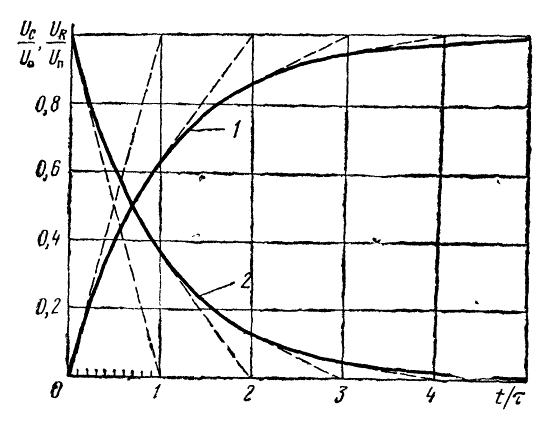


Рис. 1.5. Графики экспоненциальной функции:
1 — вида [1−exp(−t/RC); *2* — вида exp(−t/RC)

Знак минус указывает на то, что направление тока через резистор меняется на противоположное.

Здесь говорится только о напряжении на конденсаторе и резисторе. Совершенно очевидно, что ток в цепи подчиняется тому же закону. Чтобы найти ток, следует заменить U_R на U_R/R. Графики экспоненциальной функции показаны на рис. 1.5. Таблица численных значений функции $\exp(-t/\tau) = e^{-x}$ дана в приложении на стр. 157.

Теоретически, чтобы напряжение на конденсаторе в ходе зарядки достигло значения $U_C = U_п$, требуется бесконечно большое время ($t = \infty$). То же самое можно сказать о разрядке конденсатора до нулевого напряжения. На практике считают, что переходный процесс длится (в зависимости от допускаемой точности) (2,3...5)RC. За указанное время завершенность процесса составит (в процентах от окончательного значения):

t/(RC)	U(t), % от U(∞)
2,3	90
3	95
5	99

Для RC-цепи с одним конденсатором (безразлично заряженным или разряженным) при переключениях напряжение между двумя точками цепи можно определить по формуле

$$U(t) = U(\infty) - [U(\infty) - U(0)]\exp\left(-\frac{t}{RC}\right), \qquad (1.7)$$

где $U(t)$ — напряжение между точками в интересующий момент t переходного процесса от начала $t=0$; $U(\infty)$ — напряжение после окончания переходного процесса; $U(0)$ — напряжение сразу после переключения, т. е. в момент $t=0$.

Эту формулу часто используют на практике, поскольку параметры $U(0)$, $U(\infty)$ и $RC = \tau$ бывают известны либо легко поддаются вычислению.

При проектировании импульсных устройств разработчика, однако, больше интересует временной интервал, в продолжение которого напряжение в определенной точке устройства достигает заданного значения $U(t)$, например порогового напряжения $U_{пор}$ на входе переключающего элемента A1. Если уравнение (1.7) решить относительно t, то

$$t = RC \ln \frac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t)}. \tag{1.8}$$

Обозначения здесь те же, что и в формуле (1.7). Символ ln означает натуральный логарифм следующего за ним числа. Численное значение натурального логарифма можно найти с помощью калькулятора либо по таблицам. Если под рукой есть только таблицы десятичных логарифмов, перейти от них к натуральным можно простым пересчетом: $\ln N = 2{,}3 \lg N$.

Формула (1.8) очень полезна для практики. Несколько простых примеров поясняют порядок пользования ею.

Первый пример. Сколько продлится зарядка разряженного конденсатора до напряжения U'_C начиная с момента подключения RC-цепи к источнику напряжения $U_п$ (рис. 1,6, *а*)? Здесь $U(t) = U'_C$; $U(\infty) = U_п$; $U(0) = 0$. В результате подстановки этих значений в формулу (1.8)

$$t = RC \ln \frac{U_п}{U_п - U'_C}. \tag{1.9}$$

Второй пример. Найти время разрядки конденсатора от уровня $U_п$ до U'_C (рис. 1,6, *б*). В данном случае: $U(\infty) = 0$, $U(0) = U_п$; $U(t) = U'_C$. Следовательно,

$$t = RC \ln \frac{0 - U_п}{0 - U'_C} = RC \ln \frac{U_п}{U'_C}. \tag{1.10}$$

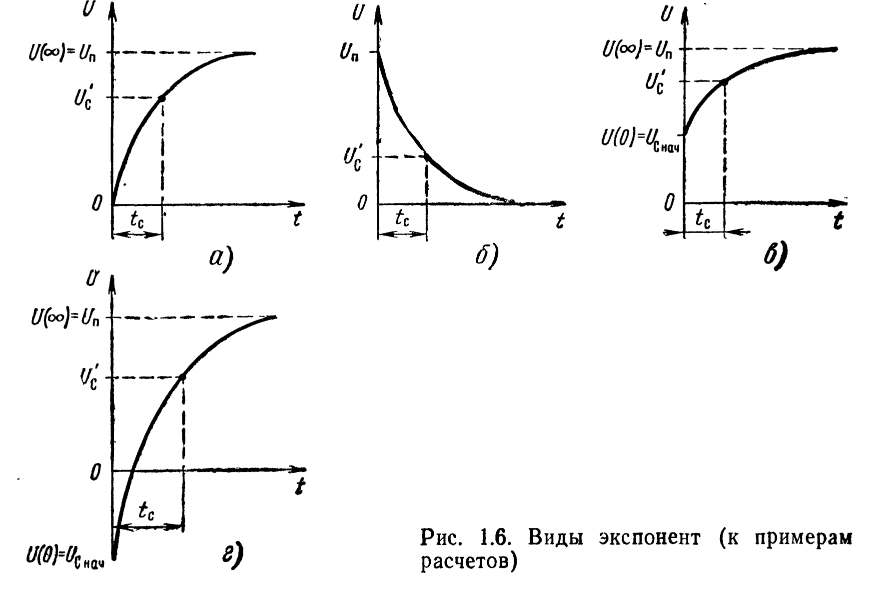


Рис. 1.6. Виды экспонент (к примерам расчетов)

Третий пример. Конденсатор, заряженный до напряжения $U_{C\,нач}$, заряжается затем до более высокого уровня $U_п$ той же полярности. Чтобы найти время зарядки от исходного состояния до значения U'_C, которое находится между $U_{C\,нач}$ и $U_п$ (рис. 1.6, *в*), используем значения: $U(\infty)=U_п$, $U(0)=U_{C\,нач}$. Значит,

$$t=RC\ln\frac{U_п-U_{C\,нач}}{U_п-U'_C}. \qquad (1.11)$$

Четвертый пример. В отличие от предыдущего случая конденсатор после предварительной зарядки до напряжения $U_{C\,нач}$ подключают к источнику $U_п$ обратной полярности, причем в общем случае $|U_{C\,нач}|\neq|U_п|$ (рис. 1.6, *г*). Этому соответствует: $U(\infty)=U_п$; $U(0)=-U_{C\,нач}$. В результате:

$$t=RC\ln\frac{U_п-(-U_{C\,нач})}{U_п-U'_C}=RC\ln\frac{U_п+U_{C\,нач}}{U_п-U'_C}. \qquad (1.12)$$

Временной интервал, в течение которого напряжение возрастает (убывает) от значения $U(t')$ до $U(t'')$, можно найти как разность двух временных отрезков $\Delta t=t''-t'$ (рис. 1.7). В данном случае:

$$t''=RC\ln\frac{U(\infty)-U(0)}{U(\infty)-U(t'')};\quad t'=RC\ln\frac{U(\infty)-U(0)}{U(\infty)-U(t')}.$$

Следовательно,

$$\Delta t=t''-t'=RC\ln\frac{U(\infty)-U(t')}{U(\infty)-U(t'')}. \qquad (1.13)$$

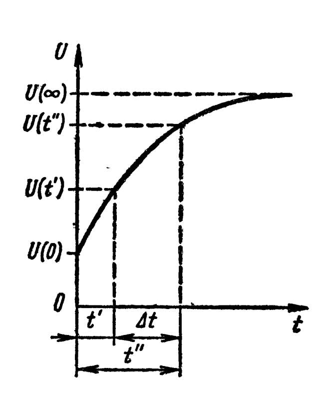
Вычислим по этой формуле длительность фронта проходящего импульса по известным данным: выходному сопротивлению R_i предшествующего узла и паразитной нагрузочной емкости $C_п$, образованной выходной емкостью предшествующего узла и входной — последующего: $C_п=C_{вых}+C_{вх}$. Согласно стандартам длительность фронта измеряют между двумя уровнями $0{,}1\,U_{max}$ и $0{,}9\,U_{max}$:

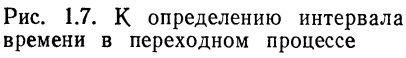
$$t_ф=t''_{(0,9)}-t'_{(0,1)}=R_iC_п\ln\frac{U_{max}-U_{(0,1)}}{U_{max}-U_{(0,9)}}=R_iC_п\ln\frac{0{,}9}{0{,}1}\approx 2{,}2R_iC_п\approx 2{,}2\tau.$$

В импульсной технике это соотношение также часто встречается.

Из непосредственного рассмотрения экспоненты можно заключить, что одинаковым перепадам напряжения $\Delta U=U''-U'$ на разных участках кривых соответствуют разные интервалы времени $\Delta t=t''-t'$ (рис. 1.8). Количественные соотношения для разных точек кривой можно вычислить по формуле (1.13). Из этого свойства экспоненциальной функции следует важный практический вывод: поскольку напряжение срабатывания порогового элемента A1 (см. рис. 1.4) всегда имеет разброс, то в зависимости от того, на какую точку экспоненты приходится напряжение $U_{пор}$, точность выдержки времени (в импульсном устройстве, в реле времени) будет разной.

Поясним сказанное численным примером. Допустим, импульсное устройство работает от источника питания напряжением $U_п$. Пороговое устройство в одном случае срабатывает по уровню $U'_{пор}=0{,}4U_п$, в другом — $U''_{пор}=0{,}9U_п$. Допуск на срабатывание по напряжению $\Delta U=0{,}05U_п$,




Рис. 1.7. К определению интервала времени в переходном процессе

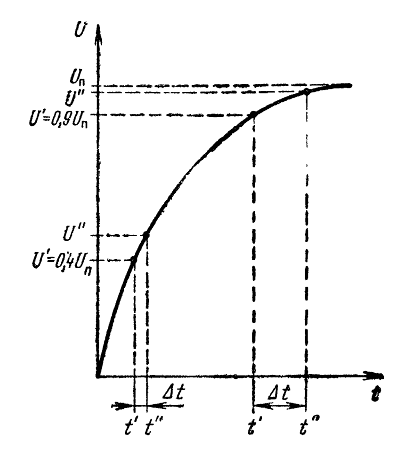


Рис. 1.8. Интервалы времени, соответствующие одинаковым перепадам напряжения на разных участках экспоненты

т. е. 5%. Каковы возможные временны́е погрешности в первом и втором случае?

Решение выполняется по общей формуле (1.8). В первом случае

$$\Delta t_1 = RC\ln\frac{U_п - 0{,}4U_п}{U_п - (0{,}4U_п + 0{,}05U_п)} = RC\ln 1{,}09 = 0{,}087RC.$$

Во втором

$$\Delta t_2 = RC\ln\frac{U_п - 0{,}9U_п}{U_п - (0{,}9U_п + 0{,}05U_п)} = RC\ln 2 = 0{,}69RC.$$

Таким образом, в первом случае погрешность отсчета может достигать 8,7, а во втором — 69%. По этой причине в цепях выдержки времени всегда используют участок кривой в пределах $(1...1{,}5)t/(RC)$. Когда требуется повышенная точность, работают на начальном, наиболее крутом участке экспоненты, выбирая большое отношение $U_п/U_{пор}$.

Сказанное в равной мере относится к случаям зарядки и разрядки конденсатора.

Последний пример объясняет, в частности, причину сравнительно невысокой стабильности импульсных устройств с RC-цепями на микросхемах ТТЛ. Поскольку пороговое напряжение $U_{пор}$ у них постоянно, изменение напряжения источника питания $U_п$, заряжающего конденсатор, ведет к изменению временны́х характеристик. В этом отношении более предпочтительны КМОП-микросхемы, у которых пороговое напряжение $U_{пор}$ меняется пропорционально питающему напряжению $U_п$.

Отметим также некоторые свойства RC-цепи при переключениях, что важно для ясного понимания работы импульсных устройств.

1. В RC-цепи в первый момент после переключения (скачка) напряжение на конденсаторе сохраняет свое исходное значение. Иначе говоря, сразу после переключения конденсатор для протекающего тока представляет как бы нулевое сопротивление. Из этого положения следует важный прак-

тический вывод: перепады напряжения свободно и без потерь проходят через конденсатор. Правило это справедливо независимо от того, какое напряжение было на конденсаторе до момента переключения.

2. Если требуется найти начальный ток в цепи сразу после скачка, то следует мысленно заменить конденсатор источником питания того же напряжения (без внутреннего сопротивления), т. е. рассматривать заряженный конденсатор как батарею, последовательно соединенную с незаряженным конденсатором.

3. По окончании переходного процесса (в установившемся состоянии) ток в цепи прекращается и конденсатор можно рассматривать как разрыв цепи.

4. В цепи, содержащей один конденсатор и несколько резисторов, подключенных к нему, постоянная времени равна $\tau = CR_{экв}$ ($R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление всех резисторов), при допущении, что источник (или источники), от которого питается цепь, замкнут. Сказанное поясняет рис. 1.9. При разомкнутых контактах SA1 конденсатор C1 разряжен за счет резистора R2, а постоянная времени разрядной цепи равна $\tau_р = R2C1$. При замыкании контактов SA1 конденсатор заряжается, причем постоянная времени зарядной цепи будет определена параллельно включенными резисторами R1 и R2, т. е. $R_{экв} = R1 \cdot R2/(R1+R2)$. После окончания зарядки в цепи протекает ток $I = U_п/(R1+R2)$, а напряжение на конденсаторе

$$U_C = IR_2 = U_п R2/(R1+R2).$$

Цепи подобного рода встречаются в импульсных устройствах на микросхемах ТТЛ, у которых входное сопротивление соизмеримо с зарядным (разрядным) сопротивлением RC-цепи.

1.3. Воздействие RC-цепи на последовательность прямоугольных импульсов

Рассмотрим временны́е процессы в RC-цепи при воздействии на нее прямоугольных импульсов с амплитудой U_A. Полагаем, что выходное сопротивление источника импульсов мало́, а входное сопротивление нагрузки велико и в исходном состоянии конденсатор разряжен. Выходное напряжение можно снимать как с конденсатора C1, так и с резистора R1 (рис. 1.10).

Реакция RC-цепи на импульсную последовательность (т. е. форма и значение выходного напряжения) существенно зависит от соотношения между постоянной времени RC-цепи и длительностью входных импульсов. Поэтому отдельно разберем два частных случая:

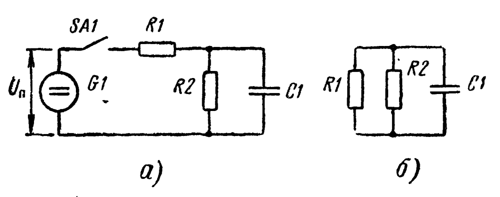


Рис. 1.9. К определению постоянной времени сложной цепи

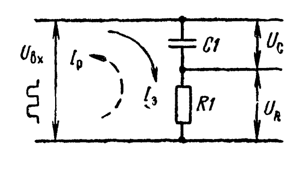


Рис. 1.10. Схема подключения RC-цепи к источнику прямоугольных импульсов

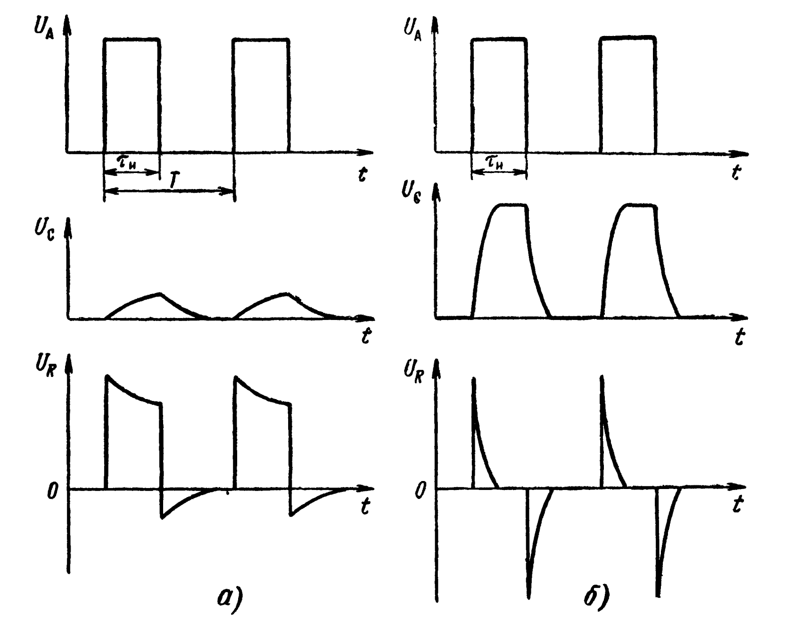


Рис. 1.11. Эпюры напряжения на выходе RC-цепи при воздействии прямоугольных импульсов:
а — $RC \gg \tau_и$; *б* — $RC \ll \tau_и$

1. постоянная времени RC-цепи велика по сравнению с длительностью импульсов, $RC \geqslant (10...20)\tau_и$.

2. постоянная времени RC-цепи мала $RC \leqslant (0,05...0,1)\tau_и$.

В первом случае (рис. 1.11, *а*) за время действия импульса конденсатор успеет зарядиться незначительно и напряжение на нем будет небольшим, поскольку $\exp(-t/RC)$ по формуле (1.4) близко к единице. Напряжение на резисторе незначительно отличается от входного, причем это отличие будет тем меньше, чем сильнее неравенство $RC > \tau_и$. С окончанием входного импульса конденсатор начнет разряжаться, на резисторе образуется отрицательный перепад напряжения и по мере разрядки конденсатора напряжение на резисторе спадет до нуля.

В тех случаях, когда выходное напряжение снимают с резистора, такую цепь используют как разделительную, обеспечивающую разделение по постоянному току источника импульсов и нагрузки. Если напряжение снимают с конденсатора, то цепь с $RC > \tau_и$ служит в качестве интегрирующей. Интегрирующей цепи свойственно приблизительно линейное увеличение выходного напряжения при воздействии на вход прямоугольного импульса и такое же линейное уменьшение после прекращения импульса.

Для RC-цепи с малой постоянной времени $RC \ll \tau_и$ (рис. 1.11, *б*) напряжение на конденсаторе достигнет максимального значения за время $t \approx 3RC$, т. е. до окончания входного импульса. Разрядка конденсатора после прекращения входного импульса также протекает быстро. Другими словами, импульсы напряжения на резисторе будут короткими, короче

входных. Такую цепь, если выходное напряжение снимают с резистора, называют дифференцирующей или обостряющей. На практике дифференцирующую цепь частот применяют для получения кратковременных импульсов. Если в устройстве с дифференцирующей RC-цепью импульсы одной из двух полярностей нежелательны, резистор шунтируют диодом. Когда к диоду приложено обратное напряжение, он не оказывает влияния на работу цепи. При прямом напряжении диод замыкает резистор.

1.4. Генераторы стабильного тока

Экспоненциальный характер изменения напряжения в RC-цепи служит препятствием к ее применению, если требуется линейная зависимость выходного напряжения от времени, как, например, в генераторах пилообразного и треугольного напряжения. В таких случаях RC-цепь усложняют, заменяя резистор так называемым генератором (источником) стабильного тока. Зарядный или разрядный ток в такой цепи сохраняет неизменное значение независимо от степени заряженности конденсатора, благодаря чему напряжение на нем изменяется пропорционально времени протекания процесса.

В генераторе стабильного тока используют биполярные и полевые транзисторы. На рис. 1.12 изображена схема с биполярным транзистором. Работа устройства основана на свойстве биполярного транзистора сохранять коллекторный ток практически неизменным при разных значениях напряжения на коллекторе, если на базе поддерживать постоянное напряжение [36].

Ток зарядки конденсатора равен

$$I_C=(U_п-U_э)/R3, \qquad (1.14)$$

где $U_э$ — напряжение на эмиттере, равное

$$U_э=\Delta U_{эБ}+\frac{R2}{R1+R2}U_п, \qquad (1.15)$$

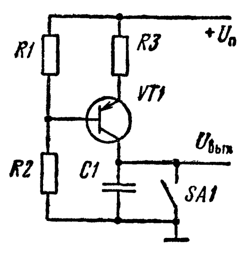
а $\Delta U_{эБ}=0{,}7$ В — падение напряжения на эмиттерном переходе транзистора.

Если, к примеру, $U_п=15$ В, $R3=20$ кОм, $R1=5$ кОм, $R2=10$ кОм, то:

$$U_э=0{,}7+10\cdot15/(5+10)=10{,}7\ В$$

и, следовательно,

$$I_C=(15-10{,}7)/20=0{,}215\ мА.$$



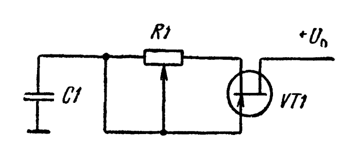


Рис. 1.13. Схема генератора стабильного тока на полевом транзисторе

Рис. 1.12. Схема зарядки конденсатора через генератор стабильного тока на биполярном *p-n-p* транзисторе

Роль замыкателя SA1 в импульсных устройствах исполняет электронный прибор (транзистор, логический элемент, таймер и т. п.) периодически, с заданной частотой быстро разряжающий конденсатор C1.

Схема генератора стабильного тока на полевом транзисторе изображена на рис. 1.13. Транзистор VT1 работает здесь как переменный резистор, управляемый падением напряжения на истоковом резисторе R1. Стабилизацию обеспечивает обратная связь по току, падение напряжения на резисторе R1, воздействуя на затвор транзистора, компенсирует изменение тока в цепи. Для обеспечения желаемого значения тока в цепи этот резистор выполняют переменным. Сопротивление резистора может быть большим, поскольку транзистор сам себя запереть не может.

2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНИКИ

2.1. Основные положения

Элементная база современной импульсной техники отличается большим разнообразием. Значительную часть импульсных устройств выполняют на микросхемах — как цифровых, так и аналоговых.

Применение микросхем в качестве активных элементов импульсных устройств позволяет унифицировать элементную базу аппаратуры в целом и обеспечивает электрическое согласование отдельных узлов по входу и выходу. Для импульсных устройств на микросхемах требуется малое число внешних компонентов. Многие микросхемы состоят из двух — шести независимых типовых элементов, что позволяет во многих случаях ограничиться одним корпусом и более экономно использовать площадь печатных плат. Применение микросхем обеспечивает высокую надежность работы и к тому же во многих случаях оправдано экономически.

В некоторых сериях имеются специализированные микросхемы для генерации и преобразования импульсов. Таких изделий пока немного, и хотя их число растет, импульсные устройства нередко реализуют на микросхемах общего назначения.

Импульсные устройства сходного назначения (например, генераторы, одновибраторы и т. п.) можно создавать, используя разные приборы. Оптимальный их выбор зависит от поставленных технических требований и элементной базы соседних узлов аппаратуры (вид питания и его стабильность, быстродействие, условия эксплуатации, экономичность).

Учитывая тему и объем книги, рассмотрение элементной базы будем ограничивать наиболее распространенными семействами микросхем транзисторно-транзисторной логикой (ТТЛ), комплементарной структурой металл-оксид-полупроводник (КМОП), таймерами, а также операционными усилителями (ОУ) и компараторами напряжения.

Цифровые микросхемы при их использовании в импульсных устройствах работают в условиях, несколько отличающихся от типового переключательного режима. Связано это с характером сигналов на входе микросхемы и ролью активного участка передаточной характеристики (участок U′—U″ на рис. 2.1). В цифровой аппаратуре входные сигналы — пред-

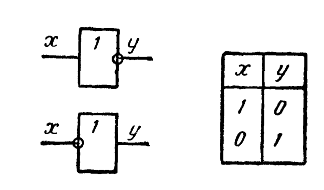


Рис. 2.2. Условные графические обозначения инверторов и таблица состояний

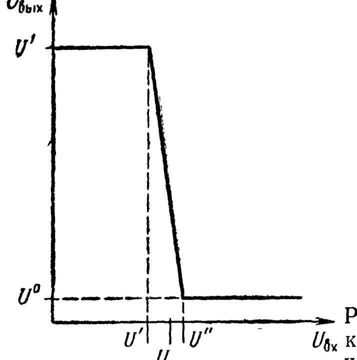


Рис. 2.1. Типовая передаточная характеристика цифровой микросхемы с инверсией входного сигнала

ставляют собой прямоугольные импульсы с крутым фронтом и срезом и амплитудой, близкой к напряжению питания, благодаря чему смена выходных состояний протекает кратковременно (за наносекунды, десятки, иногда сотни наносекунд) и активная область не влияет на процесс переключения.

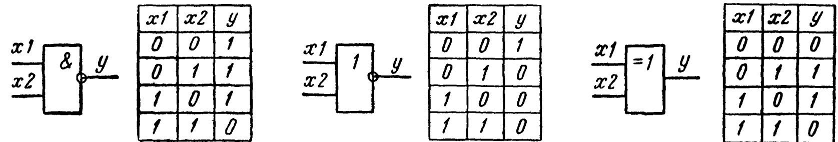
В импульсных устройствах на входе микросхемы часто включают RC-цепь, из-за которой напряжение на входе микросхемы изменяется сравнительно медленно. Когда входное напряжение приходится на активную область, могут возникнуть нежелательные явления: самовозбуждение, непредусмотренное открывание транзисторов, ведущее к повреждению микросхемы. Технические условия на цифровые микросхемы регламентируют предельную длительность фронта и среза входных импульсов. На практике, правда, этими требованиями нередко пренебрегают.

Поскольку логическим микросхемам свойственно довольно высокое пороговое напряжение, в генераторах рабочую точку по крайней мере одного из активных элементов переводят на активный (усилительный) участок передаточной характеристики с целью создания условий для самовозбуждения и более устойчивой генерации.

2.2. Логические элементы в импульсных устройствах

Цифровые микросхемы — логические элементы — часто применяют в импульсных устройствах. Инвертор (рис. 2.2) — простейший вид логического элемента. Когда на входе инвертора действует напряжение высокого уровня, то на выходе — низкого, и наоборот.

Наглядное представление о состоянии входов и выходов дают таблицы, подобные показанным на рис. 2.2 и последующих. Когда таблица характеризует логические состояния элемента без учета его исполнения и полярности питающего напряжения, то сигналы в графах таблицы показывают как логический ноль и логическую единицу. Если же речь идет о конкретной микросхеме и для нее хотят указать уровни напряжений, действующих на разных выводах, эти уровни условно обозначают латинскими буквами H (от англ. high — высокий) и L (low — низкий) и таблицы называют таблицами напряжения. Нередко, правда, некоторые авторы уровни напряжения оценивают цифрами 1 (высокий) и 0 (низкий).



x1	x2	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

x1	x2	y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

x1	x2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 2.3. Условное графическое обозначение логического элемента 2И-НЕ и таблица состояний

Рис. 2.4. Условное графическое обозначение логического элемента 2ИЛИ-НЕ и таблица состояний

Рис. 2.5. Условное графическое обозначение логического элемента Исключающее ИЛИ и таблица состояний

Логические элементы И—НЕ имеют два или более входов и один выход (рис. 2.3). Когда на всех входах действует напряжение высокого уровня, то на выходе — низкого. Достаточно хотя бы на один из входов подать напряжение низкого уровня (соединить с общим проводом), как на выходе возникнет высокое. В импульсных устройствах в основном применяют двувходовые элементы 2И—НЕ, которые работают согласно представленной на рис. 2.3 таблице истинности. Как следует из таблицы, если на одном из входов постоянно поддерживать напряжение высокого уровня, то по второму входу логический элемент 2И—НЕ действует как инвертор. То же происходит, если оба входа соединить между собой.

Логические элементы ИЛИ—НЕ также могут иметь два или более входов (рис. 2.4). Их работу описывает соответствующая таблица истинности. Двувходовые элементы 2ИЛИ—НЕ, как и в случае 2И—НЕ, применяются чаще других. Для преобразования логического элемента 2ИЛИ—НЕ в инвертор нужно на одном из входов поддерживать напряжение низкого уровня либо соединить входы, как в случае элемента И—НЕ.

Каждый логический элемент Исключающее ИЛИ имеет два входа (рис. 2.5). Как следует из таблицы истинности, если на одном из входов, например x1, поддерживать напряжение низкого уровня, элемент будет

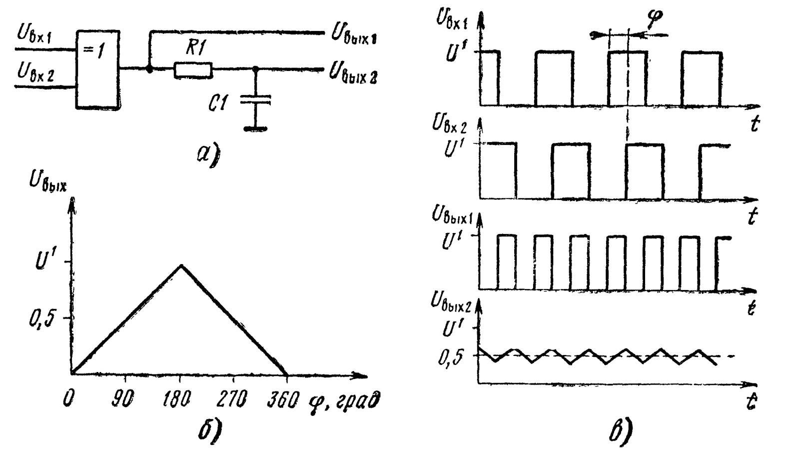


Рис. 2.6. Логический элемент Исключающее ИЛИ в роли фазового компаратора:

а — схема включения; *б* — временные диаграммы; *в* — зависимость выходного напряжения от фазового угла

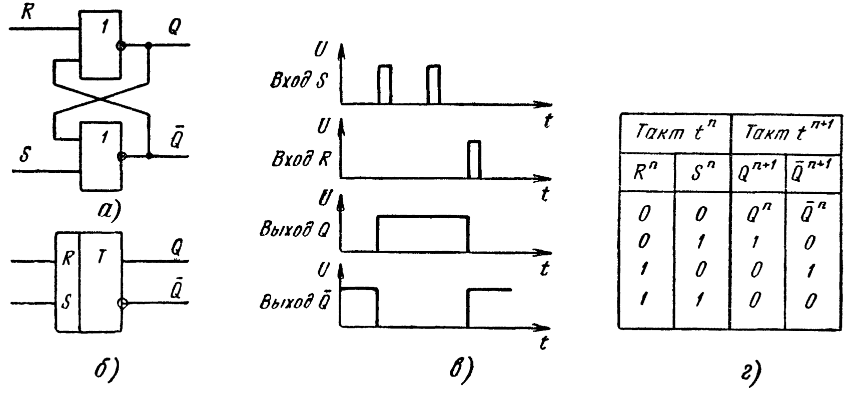
работать как повторитель. Напряжение высокого уровня на этом входе обращает элемент Исключающее ИЛИ в инвертор. Логические свойства элемента Исключающее ИЛИ позволяют использовать его в качестве простого фазового компаратора — измерителя фазового сдвига между двумя последовательностями прямоугольных импульсов одинаковой частоты (рис. 2.6, *а*). Скважность входных импульсов должна быть Q=2 для обеих последовательностей (рис. 2.6, *б*, *в*). Такой фазовый компаратор применен, например, в интегральном генераторе с фазовой автоподстройкой частоты — микросхема типа К564ГГ1 (см. § 5.9).

2.3. Триггеры

Триггеры, в отличие от логических элементов, обладают памятью. Под памятью электронных устройств подразумевают способность сохранять выходное состояние и после прекращения входных сигналов. Схемотехнически это свойство обеспечивается действием положительной обратной связи, часто двойной — перекрестной — с выходов на входы [11].

Простейшими триггерами, на основе которых организованы и другие виды, являются RS- и $\overline{RS}$-триггеры. Схемно они одинаковы, но переключаются разными сигналами: для триггера из элементов ИЛИ—НЕ (RS-триггер) — это напряжение высокого уровня, а для варианта из элементов И—НЕ ($\overline{RS}$-триггер) — низкого. Их логическая структура с обозначением входов и выходов показана на рис. 2.7 и 2.8. Работу этих триггеров характеризуют соответствующие таблицы состояний. Индексами t^n и t^{n+1} обозначены два соседних дискретных момента (два такта) — t^n до прихода переключающего импульса и t^{n+1} — после его прихода. Выход Q называют прямым, $\overline{Q}$ — инверсным. В таблицах состояния триггеров столбец, отражающий состояние выхода $\overline{Q}$, нередко опускают: сигналы на этом выходе всегда инверсны по отношению к прямому выходу.

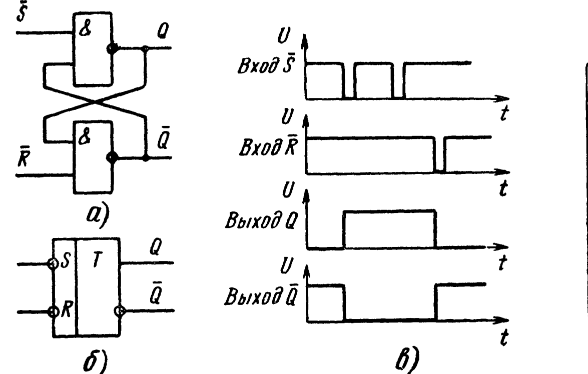
С приходом активного сигнала на вход S либо $\overline{S}$ (от англ. set — устанавливать) на прямом выходе установится напряжение высокого уровня,



Такт t^n		Такт t^{n+1}	
R^n	S^n	Q^{n+1}	$\bar{Q}^{n+1}$
0	0	Q^n	$\bar{Q}^n$
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0

Рис. 2.7. RS-триггер:

а — на логических элементах ИЛИ-НЕ; *б* — условное графическое обозначение; *в* — временные диаграммы; *г* — таблица состояний



Такт t^n		Такт t^{n+1}	
S^n	R^n	Q^{n+1}	$\bar{Q}^{n+1}$
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	Q^n	$\bar{Q}^n$

г)

Рис. 2.8. $\overline{RS}$-триггер:

а — на логических элементах И-НЕ; *б* — условное графическое обозначение; *в* — временные диаграммы; *г* — таблица состояний

на инверсном соответственно — низкого. На втором входе при этом должен быть нейтральный сигнал. В новое состояние триггер переходит скачком благодаря положительной перекрестной обратной связи между элементами.

Если после переключения триггера активный сигнал на входе станет нейтральным, триггер сохранит новое состояние, в котором он будет удерживаться действием той же обратной связи. Повторные импульсы на входе S никак не повлияют на состояние триггера.

Активный сигнал на входе R (от англ. reset — устанавливать вновь) вызовет обратное переключение: на прямом выходе появится низкое напряжение, на инверсном — высокое. Появление активных сигналов одновременно на обоих входах приводит к тому, что на обоих выходах будут напряжения одинакового уровня. Такое сочетание входных сигналов называют неопределенным или запрещенным и в условиях нормальной работы его избегают.

RS-триггеры широко используют в аппаратуре, в том числе и в импульсных устройствах.

В интегральном исполнении промышленность выпускает много триггеров как в виде самостоятельных изделий, так и в составе разных функциональных узлов — счетчиков, регистров, запоминающих устройств. Они различаются между собой элементной базой, числом входов, способом введения входной информации, реализуемой функцией переходов, электрическими и временными параметрами, конструктивным оформлением. Эти триггеры имеют более сложную структуру, и в общем случае их можно представить как систему, состоящую из RS-триггера, играющего роль ячейки памяти ЯП, и устройства управления УУ из логических элементов, преобразующего входную информацию в комбинацию сигналов, под воздействием которых ячейка памяти принимает одно из двух устойчивых состояний (рис. 2.9).

По способу введения информации триггеры подразделяют на асинхронные и синхронные.

У асинхронных триггеров есть только информационные входы. Эти триггеры отличает свойство срабатывать сразу после изменения сигналов

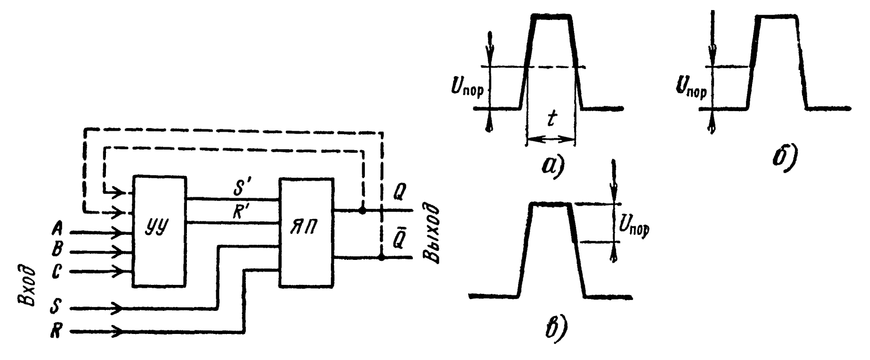


Рис. 2.9. Структурная схема триггерной системы:

УУ — устройство управления; ЯП — ячейка памяти (собственно триггер); A, B — информационные (логические) входы, C — тактовый вход; S' и R' — внутренние входы ячейки памяти; S и R — внешние входы ячейки памяти; Q и $\bar{Q}$ — внешние выходы.

Рис. 2.10. Момент срабатывания триггеров с разными способами управления:

а — статическим (по уровню); *б* — динамическим с активным фронтом; *в* — динамическим с активным срезом (*t* — время, в течение которого могут происходить переключения триггера)

на входах (если не учитывать короткого времени задержки распространения сигнала в элементах, образующих триггер). Типичный пример асинхронных триггеров — рассмотренные RS- и $\overline{\text{R}}\overline{\text{S}}$-триггеры.

У синхронных триггеров смены сигналов на информационных входах еще недостаточно для срабатывания. Необходим дополнительный командный импульс, который подают на специальный синхронизирующий, или, как его чаще называют, тактирующий вход. В зависимости от исполнения синхронные триггеры управляют либо по уровню напряжения тактового импульса (триггеры-защелки), либо по его фронту или срезу (рис. 2.10). Управление по уровню напряжения иногда называют статическим, а по перепаду (фронту или срезу) — динамическим.

Синхронные триггеры с управлением по уровню срабатывают в момент, когда напряжение тактового импульса достигает порогового уровня. Сигналы на выходах при этом принимают значения, которые определены функциональным видом триггера и сочетанием сигналов на информационных входах. Специфика этих триггеров такова, что пока длится тактовый импульс (в течение времени t на рис. 2.10, *а*), смена сигналов на информационных входах приводит к новым переключениям. С окончанием тактового импульса такой триггер сохраняет (защелкивает) свое выходное состояние. Другими словами, наличие тактового импульса обеспечивает триггеру-защелке асинхронный режим работы, отсутствие — режим хранения.

Вторая разновидность синхронных триггеров реагирует только на перепады напряжения на тактовом входе, причем в зависимости от схемного решения, либо от низкого уровня к высокому (активный фронт), либо от высокого к низкому (активный срез), т. е. импульсы, поступающие на тактовый вход, воспринимаются только в те короткие моменты, когда их состояние меняется определенным образом (рис. 2.10, *б* и *в*, активная часть тактового импульса показана утолщением).

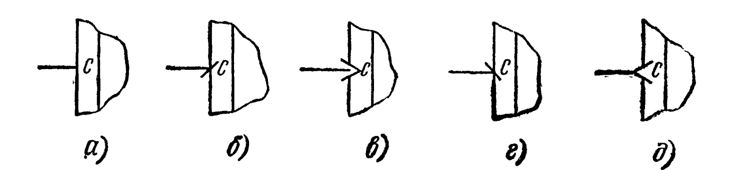


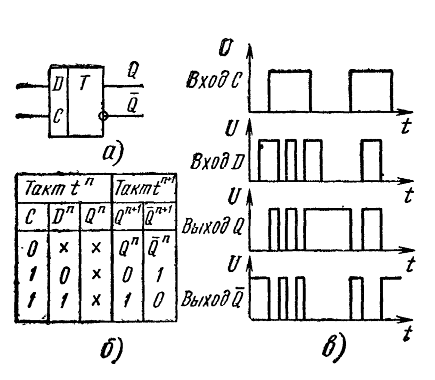
Рис. 2.11. Условные обозначения тактовых входов:
а — управляемый по уровню (статический вход); *б* или *в* — динамический вход, управляемый по фронту; *г* или *д* — динамический вход, управляемый по срезу

На схемах тактовый вход синхронных триггеров, управляемых по уровню, не имеет дополнительных обозначений (рис. 2.11, *а*). На входах, управляемых по перепаду, указывают вид активного перепада (рис. 2.11, *б*, *в*).

В функциональном отношении, т. е. по способу организации логических связей между входами и выходами, наиболее употребительны помимо упоминавшихся следующие виды триггеров: D-, T- и JK-триггеры.

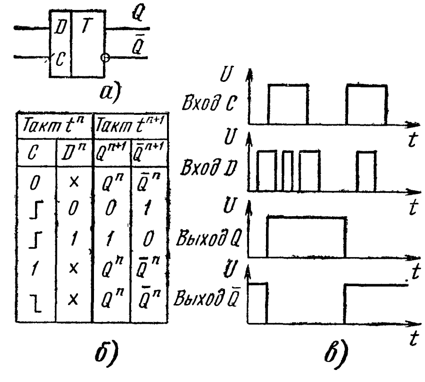
D-триггеры — синхронные. Они имеют два входа: информационный D и тактовый C (рис. 2.12 и 2.13). Принципиальная особенность D-триггеров состоит в том, что уровень напряжения на прямом выходе с каждым пришедшим тактовым импульсом принимает значение сигнала, действующего на информационном входе D в момент поступления тактового импульса, и сохраняет (запоминает) это состояние до следующего такта. Говоря иначе, D-триггер задерживает на один такт информацию, существовавшую на входе D, поэтому D-триггеры часто называют триггерами задержки.

В импульсной технике часто применяют также T-триггеры, или, как их еще называют, счетные триггеры. Они имеют один вход и срабатывают с каждым входным импульсом: T-триггеры (рис. 2.14, *а*) — по фронту, а $\bar{T}$ — триггеры (рис. 2.14, *б*) по срезу. Основное назначение T-триггеров в импульсных устройствах — деление частоты и формирование меандра — импульсной последовательности со скважностью Q=2. Из рис. 2.14 видно, что



Такт t^n			Такт t^{n+1}	
C	D^n	Q^n	Q^{n+1}	$\bar{Q}^{n+1}$
0	×	×	Q^n	$\bar{Q}^n$
1	0	×	0	1
1	1	×	1	0

Рис. 2.12. D-триггер, управляемый по уровню тактового импульса:
а — условное графическое обозначение; *б* — таблица состояний; *в* — временные диаграммы (× — напряжение любого уровня — низкого или высокого)



Такт t^n		Такт t^{n+1}	
C	D^n	Q^{n+1}	$\bar{Q}^{n+1}$
0	×	Q^n	$\bar{Q}^n$
_|‾	0	0	1
_|‾	1	1	0
1	×	Q^n	$\bar{Q}^n$
‾|_	×	Q^n	$\bar{Q}^n$

Рис. 2.13. D-триггер, управляемый по фронту тактового импульса:
а — условное графическое обозначение; *б* — таблица состояний; *в* — временные диаграммы (_|‾ — перепад от низкого уровня к высокому; ‾|_ — перепад от высокого уровня к низкому)

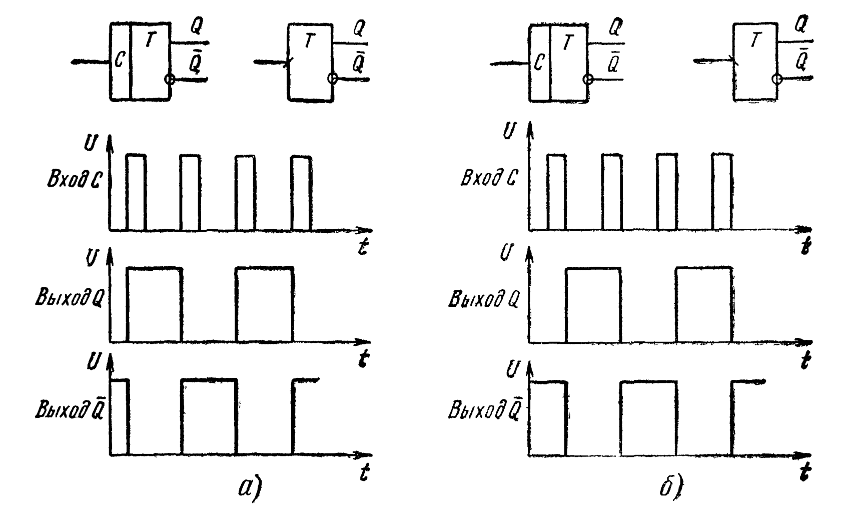


Рис. 2.14. Условные графические обозначения и временные диаграммы:
а — Т-триггера; *б* — $\bar{\text{Т}}$-триггера

каждому периоду входных импульсов соответствует половина периода на выходе, т. е. частота выходных импульсов вдвое ниже частоты входных, а напряжение на выходе всегда имеет вид меандра независимо от скважности импульсов на входе.

Все JK-триггеры в микросхемном исполнении — синхронные с динамическим управлением. В функциональном отношении они близки синхронным

Такт t^n			Такт t^{n+1}	
C	J^n	K^n	Q^{n+1}	$\bar{Q}^{n+1}$
0	×	×	Q^n	$\bar{Q}^n$
↑	0	0	Q^n	$\bar{Q}^n$
↑	1	0	1	0
↑	0	1	0	1
↑	1	1	$\bar{Q}^n$	Q^n
↓	×	×	Q^n	$\bar{Q}^n$
1	×	×	Q^n	$\bar{Q}^n$

Рис. 2.15. JK-триггер, управляемый по фронту тактового импульса:
а — условное графическое обозначение; *б* — таблица состояний; *в* — временные диаграммы

Рис. 2.16. Способы организации Т-триггера из триггеров других типов:
а и *б* — из JK-триггера; *в* — из D-триггера с динамическим управлением

RS-триггерам, причем вход J соответствует входу S, а K — входу R. В отличие от RS-триггеров для JK-триггеров не существует запрещенных входных комбинаций Когда на информационных входах J и K одновременно действует напряжение высокого уровня, то с каждым тактовым импульсом происходит переключение, т. е. в этом случае J-триггер ведет себя как T-триггер (рис. 2.15).

Многие JK и D-триггеры имеют дополнительные входы S и R, которые позволяют реализовывать асинхронное управление, как было описано ранее. Следует только иметь в виду, что для триггеров семейства ТТЛ активный управляющий сигнал на этих входах — напряжение низкого уровня, а для КМОП — высокого; в последнем случае, если входы S и R не используются, то они должны быть заземлены.

T-триггеры в интегральном исполнении не выпускают, и в этом нет большой необходимости — JK и D-триггеры легко преобразовать в T-триггеры определенным соединением внешних выводов (рис. 2.16). Следует предупредить, что из D-триггеров для этого годятся только те, которые имеют динамическое управление по тактовому входу.

2.4. Триггеры Шмитта

В импульсных устройствах широко применяют еще одну разновидность триггеров, получивших наименование триггер Шмитта. Он также обладает двумя устойчивыми состояниями, смена которых происходит скачком под действием входных сигналов. Триггеры Шмитта выполняют так, что при нулевом входном сигнале (исходное состояние) уровень выходного напряжения был однозначно определен. Такие триггеры не обладают памятью. Их используют в качестве пороговых устройств и формирователей прямоугольных импульсов из сигналов произвольной формы, в том числе и синусоидальных.

Характерная особенность триггера Шмитта — это различие в пороговых уровнях входных сигналов, при которых происходит его переключение. Это свойство называют гистерезисом. Участок характеристики между обоими пороговыми значениями — верхним $U_{пор.в}$ и нижним $U_{пор.н}$ — определяет область гистерезиса, а разность пороговых уровней $\Delta U_{пор} = U_{пор.в} - U_{пор.н}$ — ее ширину. Ширина области гистерезиса характеризует чувствительность триггера Шмитта к переключающим сигналам: чем она у́же, тем чувствительность выше. Практическое использование триггеров Шмитта в ряде случаев основано на использовании ширины области гистерезиса.

Триггеры Шмитта входят в ряд серий микросхем, в том числе и ТТЛ и КМОП, но нередко их собирают и из логических элементов с навесными компонентами, когда требуется получить заданные характеристики по чувствительности и по ширине петли гистерезиса.

На рис. 2.17 изображены условное графическое обозначение, передаточная и временна́я характеристики триггера Шмитта. При входном сигнале низкого уровня выходное напряжение близко к нулю. Когда по мере роста входное напряжение достигнет нижнего порога $U_{пор.н}$, состояние триггера не изменится. Только когда входной сигнал сравняется с верхним пороговым напряжением $U_{пор.в}$, выходное напряжение скачком возрастет до уровня $U^1_{вых} \approx U_п$. Дальнейшее повышение входного напряжения не изменяет

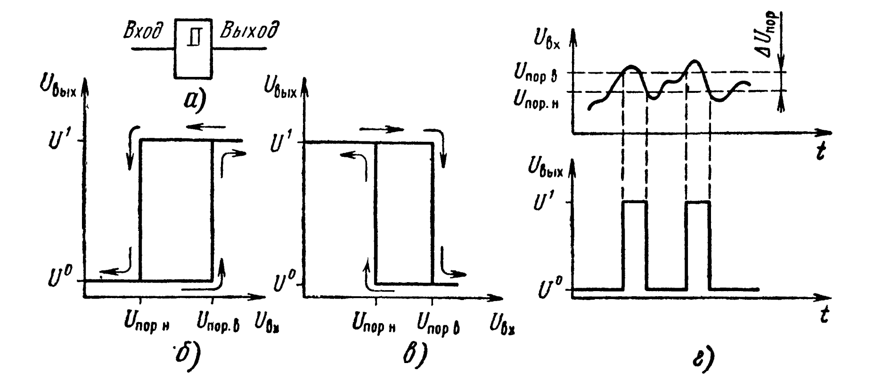


Рис. 2.17. Триггер Шмитта:
а — условное графическое обозначение; *б* — передаточная характеристика; *в* — передаточная характеристика с инверсией выходного сигнала; г — временные диаграммы

выходного. Уменьшение входного напряжения вызывает обратное переключение. Это произойдет, когда входной сигнал понизится до $U_{пор.н}$. В этот момент выходное напряжение скачком уменьшится до нулевого значения.

Некоторые микросхемы — триггеры Шмитта — имеют на входе логический элемент И, а на выходе — инвертор. Передаточная характеристика триггера Шмитта с инвертором изображена на рис. 2,17, *в*. Такие микросхемы можно использовать в качестве инверторов и логических элементов И-НЕ. Они хороши тем, что имеют высокую помехоустойчивость, нормированный порог переключения и надежно переключаются при небольшой крутизне фронта и среза входного сигнала. Последнее качество позволяет использовать такие триггеры в приемнике сигналов, проходящих по длинной линии, которая искажает форму импульсов.

2.5. Цифровые микросхемы ТТЛ

Из семейства ТТЛ наибольшее распространение имеют микросхемы серии К155, а также маломощной серии К555, выполняемой на транзисторах Шотки.

На рис. 2.18 показана (без второстепенных деталей) схема базового логического элемента серии К155. Набор таких элементов может представлять самостоятельную микросхему. Элементы также могут входить составными частями в микросхемы более сложной структуры. Входной транзистор — многоэмиттерный. От обычных биполярных транзисторов он отличается наличием нескольких (двух, трех, четырех, восьми) эмиттерных переходов, объединенных общей базой. Взаимодействие между эмиттерными цепями через базу отсутствует, поэтому многоэмиттерный транзистор можно считать совокупностью нескольких независимых транзисторов с объединенными коллекторами и базами. Эмиттеры транзистора определяют число входов элемента, связанных операцией И.

Диоды VD1, VD2 предназначены для предохранения эмиттерных переходов транзистора VT1 от возможных выбросов напряжения отрицательной

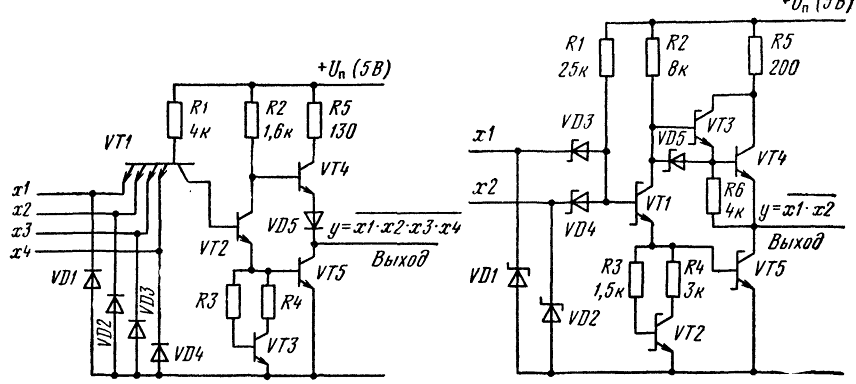


Рис. 2.18. Схема базового логического элемента серии К155

Рис. 2.19. Схема логического элемента 2И-НЕ серии К555

полярности. В нормальных условиях диоды закрыты и не влияют на работу элемента.

Когда один или несколько входов многоэмиттерного транзистора соединены с общим проводом — непосредственно или через открытый выходной транзистор предыдущего элемента (т. е. на входе действует напряжение низкого уровня), транзистор VT1 открыт и насыщен. Транзисторы VT2 и VT3 закрыты, а VT4 открыт, и на внешней нагрузке, подключенной к выходу миросхемы, присутствует напряжение высокого уровня. Если на всех входах действует напряжение высокого уровня, то транзистор VT1 работает в инверсно-активной области, транзисторы VT2 и VT3 — открываются, закрывая VT4. На выходе будет напряжение низкого уровня. Таким образом, базовый элемент ТТЛ по входам выполняет логическую операцию И с инверсией сигнала на выходе (операция И—НЕ).

Микросхемы серии К555 разработаны позже К155 и имеют лучшие эксплуатационные параметры. Применение диодов и транзисторов Шотки в сочетании с резисторами бо́льшего сопротивления в базовых и коллекторных цепях позволило уменьшить сравнительно с серией К155 потребляемую мощность в 3...5 раз при том же быстродействии. Дополнительное достоинство микросхем серии К555 при их использовании в импульсных устройствах — бо́льшее входное сопротивление.

В микросхемах серии К555 вместо многоэмиттерного транзистора входную операцию И выполняет диодно-резисторная цепь R1, VD3, VD4 (рис. 2.19). Последующие узлы действуют подобно аналогичным узлам элемента серии К155, хотя немного и отличаются по схеме.

Напряжение питания микросхем ТТЛ и ТТЛШ общего назначения $U_п=5$ В$\pm$5%. Выходное напряжение высокого уровня в зависимости от нагрузки равно $U^1_{вых}=2{,}4...4$ В, а низкого $U^0_{вых}=0{,}1...0{,}4$ В. В зависимости от технологии и экземпляра микросхемы пороговое напряжение на входе элемента ТТЛ, при котором происходит смена выходных состояний, находится в границах 1...1,5 В. Для микросхем универсальных серий обычно принимают $U_{пор}=1{,}3$ В, для маломощных ТТЛШ $U_{пор}=1$ В.

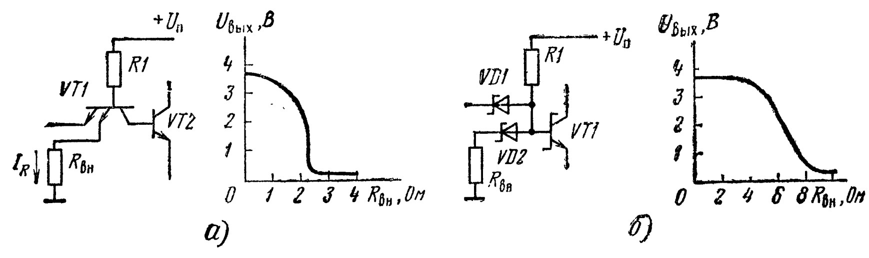


Рис. 2.20. Резистор на входе инвертора ТТЛ (*а*) и ТТЛШ (*б*) и соответствующие передаточные характеристики

Микросхемы ТТЛ и ТТЛШ с точки зрения их применимости в импульсной технике уступают микросхемам КМОП. К недостаткам импульсных устройств на микросхемах ТТЛ относятся нестабильность длительности выходных импульсов при колебаниях напряжения питания и температуры среды, а также ограниченные пределы допустимых сопротивлений резисторов во входных цепях микросхем. Последняя особенность объясняется сравнительно небольшим входным сопротивлением микросхем ТТЛ и появлением тока при подключении ко входу внешнего резистора $R_{вн}$. Ток, протекающий по цепи от плюсового провода питания через резистор R1, эмиттерный переход транзистора VT1 (на рис. 2.20, *а*) либо диод VD2 (на рис. 2.20, *б*) и резистор $R_{вн}$, создает на резисторе $R_{вн}$ падение напряжения, которое воздействует на вход подобно входному напряжению от внешнего источника.

Падение напряжения на внешнем резисторе

$$U_{вх}=I_R R_{вн}=R_{вн}\frac{U_п-\Delta U_{БЭ}}{R1+R_{вн}}, \quad (2.1)$$

где $\Delta U_{БЭ}$ — падение напряжения на участке база — эмиттер входного транзистора либо на входном диоде Шотки. В первом случае $\Delta U_{БЭ}=0{,}7$ В, во втором 0,3 В. Сопротивление внешнего резистора, при котором обеспечивается желаемое входное напряжение, можно найти из предыдущего уравнения

$$R_{вн}=U_{вх}R1/(U_п-\Delta U_{БЭ}-U_{вх}). \quad (2.2)$$

Поскольку переходная характеристика состоит из трех участков, каждый из которых характеризует определенное состояние микросхемы, здесь возможны три режима работы.

При малых значениях $R_{вн}$ напряжение на резисторе эквивалентно сигналу низкого уровня. Сопротивление $R_{вн}$ при этом не должно превышать $R^0_{вн}<0{,}5$ кОм для элементов серии К155 и $R^0_{вн}<2{,}5$ кОм для серии К555. Высокий входной уровень обеспечивается, когда это сопротивление превышает $R^1_{вн}>5$ кОм для микросхем серии К155, а для серии К555 $R^1_{вн}>25$ кОм. Когда сопротивление $R_{вн}$ имеет промежуточное значение, рабочая точка приходится на наклонный (активный) участок характеристики Этому случаю соответствует нетиповой для цифровых микросхем линейный (усилительный) режим работы.

Из конкретных микросхем ТТЛ в импульсных устройствах наиболее употребительны К155ЛН1 и К555ЛН1 — шесть независимых инверторов,

связанных только общим питанием; К155ЛА3 и К555ЛА3 — четыре двувходовых логических элемента И-НЕ; К155ЛП5 и К555ЛП5 — четыре логических элемента Исключающее ИЛИ.

Из D-триггеров со статическим управлением следует отметить микросхемы К155ТМ7 и К555ТМ7 — четыре триггера, включенные двумя парами, на каждую пару — один общий тактовый вход. Микросхемы К155ТМ2 и К555ТМ2 содержат в корпусе два D-триггера с запуском по фронту тактирующего импульса. Их используют как по прямому назначению, так и в роли Т-триггера, в которые обращают по описанной ранее методике.

В рассматриваемых сериях есть несколько JK-триггеров. Типичный представитель — микросхема К555ТВ9 — два триггера, управляемых по срезу тактового импульса. Микросхема К155ТВ1 содержит один триггер, но имеющий по три входа J и К. Одноименные входы связаны между собой операцией И. Если необходимо использовать только один вход из трех, на остальные подают напряжения высокого уровня. Этот триггер также управляется по срезу тактового импульса.

Из триггеров Шмитта отметим микросхемы К155ТЛ2 и К555ТЛ2 — по шесть одновходовых триггеров с инверсией выходного сигнала К155ТЛ3 — с логическим элементом 2И на входе и инверсией сигнала на выходе. Передаточные характеристики триггеров обеих микросхем одинаковы. Пороговые напряжения имеют следующие значения:

$U_{пор.н}=0{,}8$ В; $U_{пор.в}=1{,}6$ В.

2.6. Цифровые микросхемы структуры КМОП

Большое распространение, в том числе и в импульсной технике, получили в последнее время микросхемы на основе полевых транзисторов структуры металл-окисел-полупроводник (МОП). Принципиальные особенности этих транзисторов позволяют создавать элементы и целые узлы цифровых устройств с малым потреблением мощности при высокой помехоустойчивости и удовлетворительной нагрузочной способности. Действие этих транзисторов основано на управлении рабочим током с помощью электрического поля, создаваемого входным напряжением, поэтому для них характерно очень большое входное сопротивление [6].

Рабочий ток в полевых транзисторах создают носители электрического заряда одного знака (электроны или дырки). В зависимости от того, какие носители заряда используются, различают полевые транзисторы с р-каналом или n-каналом. В цифровых микросхемах применяют полевые транзисторы с так называемым индуцированным (наведенным) каналом. У таких транзисторов электропроводный канал как элемент конструкции отсутствует. Он возникает при подаче внешнего напряжения на затвор. При нулевом напряжении на затворе ток в цепи сток — исток отсутствует, так как обе эти области структуры электрически изолированы друг от друга. Когда к затвору приложено необходимое напряжение (в транзисторе с n-каналом — положительное относительно истока, а с р-каналом — наоборот), в материале подложки образуется тонкий токопроводящий канал между областями истока и стока. Напряжение между затвором и истоком, при котором возникает канал и в цепи сток — исток появляется ток, называется пороговым $U_{пор}$. Значение этого напряжения составляет 1,5...3 В.

Некоторые серии микросхем выполнены на транзисторах МОП с каналом одного вида (изделия p- или n-логики). Однако в полной мере их достоинства раскрываются при совместном включении транзисторов с разными каналами. Подобные структуры называют комплементарными (взаимодополняющими) и сокращенно обозначают КМОП. Микросхемы структуры КМОП обладают хорошими эксплуатационными параметрами. В первую очередь отметим достоинства, особенно ценные для импульсных устройств,— исключительно большое входное сопротивление, широкие пределы напряжения питания от 3 до 15 В, высокий порог переключения, изменяющийся пропорционально напряжению питания.

Большое входное сопротивление микросхем КМОП позволяет, с одной стороны, использовать для создания нужных временны́х выдержек RC-цепи с резисторами большого сопротивления (до 10 МОм) и конденсаторами малой емкости, что дает выигрыш в габаритных размерах и массе, и с другой генерировать импульсы большой длительности (до десятков минут).

Пороговое напряжение микросхем КМОП зависит от напряжения питания и равно в среднем $U_{пор} \approx 0{,}5U_п$ (изготовители гарантируют $0{,}3U_п \leqslant \leqslant U_{пор} \leqslant 0{,}7U_п$). Таким образом, в устройствах с RC-цепью изменения питающего напряжения мало влияют на длительность импульсов: с изменением напряжения, заряжающего конденсатор, в той же мере изменится и пороговое напряжение.

Из других достоинств микросхем КМОП следует отметить: малое потребление мощности (в статическом режиме практически нулевое), малое выходное сопротивление, хорошую температурную стабильность, довольно высокое быстродействие (в среднем до 3 МГц), большую амплитуду выходных сигналов (практически равную напряжению питания).

На рис. 2.21, *а* изображена схема простого инвертора структуры КМОП. Он образован двумя встречно включенными транзисторами с индуцированным каналом (VT1 — с p-каналом, VT2 — с n-каналом). Оба затвора объединены и образуют вход. Стоки также объединены, и общая их точка служит выходом. Транзистор VT1 открывается при отрицательном напряжении на его затворе относительно истока, а VT2 при положительном

Когда на входе инвертора действует напряжение низкого уровня, транзистор VT1 открыт (так как напряжение между затвором и истоком равно

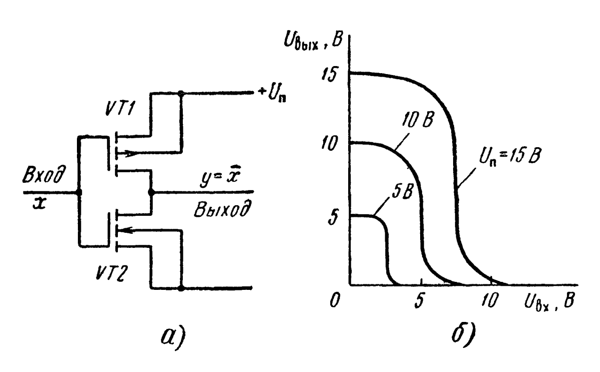


Рис. 2.21. Инвертор структуры КМОП:
а — принципиальная схема; *б* — передаточная характеристика

питающему), а VT2 закрыт, и на выходе присутствует напряжение высокого уровня. При высоком входном напряжении — наоборот. Поскольку в любом логическом состоянии один из транзисторов открыт, другой закрыт, а входное сопротивление последующих каскадов очень велико, ток, потребляемый инвертором от источника питания, ничтожен и определяется только токами утечки.

Передаточные характеристики этого простого инвертора при трех значениях напряжения питания показаны на рис. 2.21, *б*.

Затвор транзистора МОП и подложка, разделенные слоем диэлектрика, образуют конденсатор. Емкость этого конденсатора невелика — менее 5 пФ, а сопротивление утечки огромно, что создает благоприятные условия для накапливания статических зарядов. Слой диэлектрика под затвором очень тонок, и поэтому его электрическая прочность не превышает 150...200 В.

Потенциал статического заряда из-за электризации на теле человека и на оборудовании может достигать нескольких киловольт. Такой заряд, даже обладающий малой энергией, попав на затвор, способен вызвать пробой слоя диэлектрика.

Для предохранения транзисторов от повреждения высоким напряжением каждый вход современных микросхем КМОП снабжен защитной цепью (рис. 2.22, *а*). Эти цепи изготавливают вместе с другими элементами в едином технологическом процессе. Защитная цепь состоит из резистора R1 сопротивлением 0,5...1,5 кОм и диодов VD1—VD3. В нормальных условиях работы микросхемы, когда амплитуда входного напряжения не выходит за пределы $-0{,}7\ В \leqslant U_{вх} \leqslant (U_п + 0{,}7\ В)$, диоды VD1—VD3 закрыты.

Защитная цепь на входе распространенной микросхемы К561ЛН2 (шесть независимых инверторов) упрощена (рис. 2.22, *б*), и при питании напряжением $U_п = 5$ В на вход можно подавать повышенное напряжение до 15 В.

Из отечественных микросхем КМОП наиболее распространены приборы серий К176, К561 и 564. Первая из них, к настоящему времени морально устаревшая, применяется главным образом в бытовой аппаратуре. Микросхемы К176 серии имеет напряжение питания $U_п = 9\ В \pm 10\%$. По быстродействию они уступают приборам двух других упомянутых серий, зато в составе К176 серии есть микросхемы, аналогов которым нет в других. Одна из таких микросхем К176ЛП1 представляет собой сборку из двух комплементарных пар транзисторов МОП и инвертора, связанных общим питанием (рис. 2.23). Она обладает универсальными возможностями и в зависимости

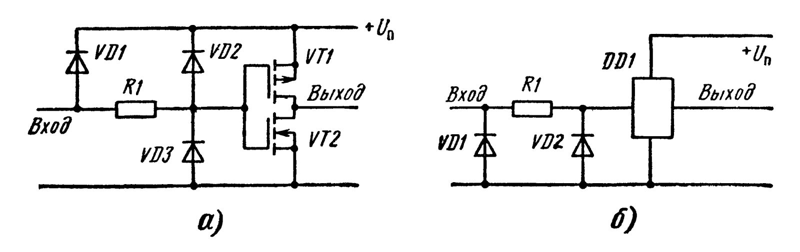


Рис. 2.22. Схема защитной цепи на входе микросхем КМОП:
а — общий случай; *б* — элементов микросхем К561ЛН2 и К561ПУ4

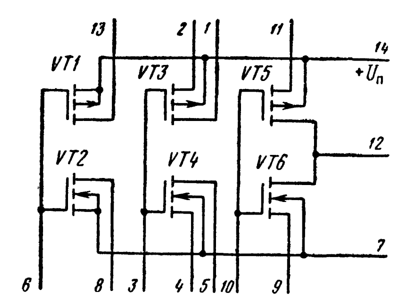


Рис. 2.23. Принципиальная схема интегральной микросхемы К176ЛП1 (входные защитные цепи не показаны)

от соединения внешних выводов между собой может исполнять различные функции. Некоторые варианты применения этой микросхемы описаны в книге.

Для микросхем серий К561 и 564 допустимое напряжение питания составляет 3...15 В. Различаются эти серии только конструкцией корпуса. Изделия со сходными наименованиями (например, К561ТМ2 и 564ТМ2) по функциональным свойствам, электрическим и временны́м параметрам, а также по назначению внешних выводов совпадают. В аппаратуре широкого применения используют изделия серии К561.

Кроме упомянутой микросхемы К561ЛН2 в импульсных устройствах часто используются К561ЛА7 — четыре логических элемента 2И-НЕ; К561ЛЕ5 — четыре логических элемента 2ИЛИ-НЕ; К561ЛП2 — четыре логических элемента Исключающее ИЛИ; К561ТР2 — четыре независимых RS-триггера в общем корпусе, каждый триггер имеет только один — прямой выход; К561ТМ2 — два D-триггера с запуском по фронту тактирующего импульса; К561ТВ1 — два JT-триггера, управляемых по фронту тактового импульса.

Микросхема К561ТЛ1 представляет собой четыре логических элемента 2И-НЕ с триггером Шмитта на каждом входе (рис. 2.24). Среднее пороговое напряжение зависит от напряжения питания (см. табл. 2.1):

Таблица 2.1

Параметр	Значение параметра при $U_п$, В		
	5	10	15
Пороговое напряжение, В:			
$U_{пор.в}$	2,9	5,2	7,3
$U_{пор.н}$	2,2	4,2	6,0
Напряжение гистерезиса, В	0,7	1,0	1,3

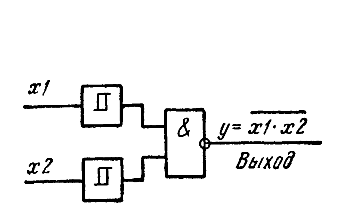


Рис. 2.24. Логическая структура одного (из четырех) триггера Шмитта с инвертором микросхемы К561ТЛ1

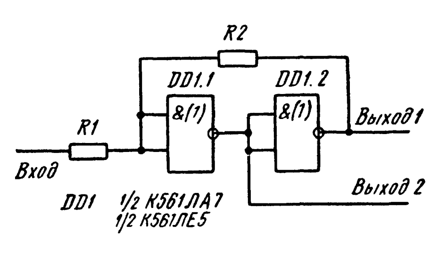


Рис. 2.25. Схема триггера Шмитта на инверторах КМОП

Числа, указанные в табл. 2.1, относятся к средним значениям параметров. Поскольку, как уже отмечалось, для микросхем КМОП допустим разброс порогового напряжения в пределах (0,3...0,7)$U_п$, для реальных изделий эти данные могут отличаться довольно существенно.

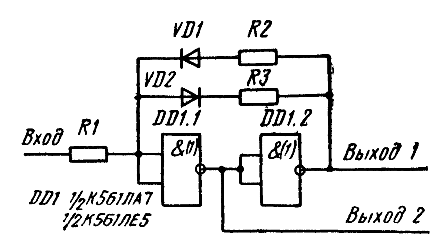


Рис. 2.26. Схема триггера Шмитта с регулируемой областью гистерезиса

На практике находят также применение триггеры Шмитта, собранные из логических элементов КМОП. Они особенно удобны в тех случаях, когда пороги переключения и ширина области гистерезиса триггеров К561ТЛ1 не удовлетворяют разработчика. На рис. 2.25 показана схема одного из вариантов триггера. Его можно собрать и из элементов ИЛИ—НЕ (К561ЛЕ5).

Напряжение на входе элемента DD1.1 слагается из входного и части выходного. Поэтому напряжение $U_{пор}$, при котором происходит переключение, возникает при двух значениях входного напряжения $U_{вх.в}$ и $U_{вх.н}$ — в зависимости от уровня выходного напряжения. Изменением соотношения сопротивления резисторов R1 и R2 можно управлять порогом срабатывания, а также шириной петли гистерезиса.

Значения напряжения на входе устройства, при которых происходит переключение, можно найти по следующим упрощенным формулам:

$$U_{вх\,в} = \frac{R1+R2}{2R2} U_п; \qquad (2.3)$$

$$U_{вх.н} = \frac{R2-R1}{2R2} U_п. \qquad (2.4)$$

Ширина гистерезиса равна:

$$U_{гис} = \frac{R1}{R2} U_п. \qquad (2.5)$$

Если немного усложнить схему (рис. 2.26), каждый из порогов переключения можно устанавливать независимо от другого. Пороговые значения входного напряжения в этом случае определяют по формулам [36]:

$$U_{вх.в} = \frac{(R1+R3)(0{,}5U_п-U_{пр})}{R3} + U_{пр}, \qquad (2.6)$$

$$U_{вх.н} = 0{,}5U_п - \frac{R1(0{,}5U_п-U_{пр})}{R2}, \qquad (2.7)$$

где $U_{пр}$ — постоянное прямое напряжение на диоде. Если пренебречь этим напряжением (0,7 В для кремниевых диодов и 0,3 В для германиевых), формулы упростятся:

$$U_{вх.в} = \frac{R1+R3}{2R3} U_п; \qquad (2.8)$$

$$U_{вх.н} = \frac{R2-R1}{2R2} U_п. \qquad (2.9)$$

Обычно принимают R1 от 10 до 50 кОм; R2 и R3 от 0,1 до 1,0 МОм.

2.7. Операционные усилители и компараторы напряжения

Операционный усилитель (ОУ) представляет собой дифференциальный усилитель с очень большим усилением, параметрами которого (коэффициентом усиления, частотной характеристикой и др.) можно управлять посредством введения внешних цепей обратной связи. Операционные усилители являются универсальными приборами, их широко применяют и в импульсных устройствах для усиления, преобразования и генерации импульсов.

На рис. 2.27, *а* показано условное графическое обозначение ОУ. Он имеет два входа — инвертирующий (помечен кружком) и неинвертирующий. Сигнал, поступивший на инвертирующий вход, оказывается на выходе усиленным и инвертированным. Сигналы с неинвертирующего входа усиливаются без инверсии, т. е. в той же фазе. Выходную ступень проектируют так, чтобы обеспечить малое выходное сопротивление, необходимое значение максимального выходного тока, нечувствительность к замыканиям в цепи нагрузки.

Для питания ОУ применяют источник с выводом от средней точки либо два разнополярных источника (рис. 2.27, *б*). Это дает возможность получить выходное напряжение $U_{вых}=0$, когда входной сигнал отсутствует.

При проектировании различных устройств исходят из допущения, что ОУ обладает идеальными характеристиками: а) бесконечно большим сопротивлением обоих входов, б) нулевым выходным сопротивлением, в) бесконечно большим коэффициентом усиления. Реальные приборы в большей или меньшей мере удовлетворяют этим условиям.

Отечественная промышленность в настоящее время производит десятки типов ОУ в интегральном исполнении, различающихся напряжением питания и потребляемой мощностью, быстродействием, входным сопротивлением, нагрузочной способностью, числом независимых усилителей в корпусе и т. п. Каждый такой прибор имеет сложное внутреннее устройство и содержит несколько десятков транзисторов биполярных или полевых, а иногда и тех, и других.

На рис. 2.28, *а* дана типовая схема включения ОУ с петлей отрицательной обратной связи через резистор R2. Входной сигнал может быть подан, как показано на схеме, на инвертирующий вход либо на неинвертирующий (рис. 2.28, *б*). В последнем случае обратная связь также заводится на инвертирующий вход.

Рис. 2.27. Операционный усилитель:
а — условное графическое обозначение; *б* — способ питания

Для усилителя, включенного по схеме, показанной на рис. 2.28, *а*, выходное напряжение связано с входным следующей зависимостью:

$$U_{вых}=-\frac{R2}{R1}U_{вх}. \qquad (2.10)$$

Знак минус указывает на то, что выходной сигнал инвертирован относительно входного. Коэффициент усиления при таком включении

$$K_у=-U_{вых}/U_{вх}=-R2/R1. \qquad (2.11)$$

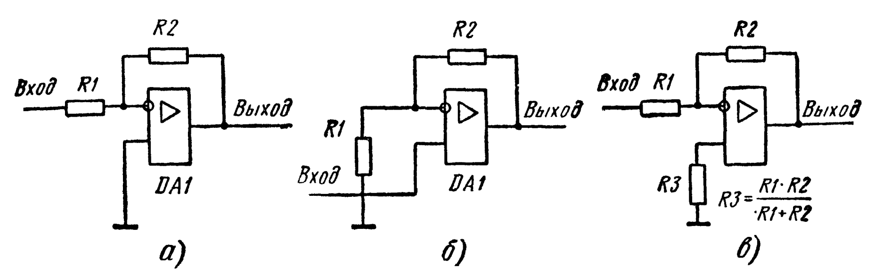


Рис. 2.28. Схемы включения операционных усилителей:
а — с инверсией входного сигнала; *б* — без инверсии входного сигнала; *в* — с инверсией входного сигнала и компенсацией смещения нуля

Для неинвертирующего усилителя (рис. 2.28, *б*)

$$U_{вых} = (1 + R2/R1)U_{вх}, \qquad (2.12)$$

а коэффициент усиления

$$K_у = 1 + R2/R1. \qquad (2.13)$$

Эти выражения показывают, что усиление ОУ определяется только отношением сопротивлений резисторов R2 и R1, входящих в петлю отрицательной обратной связи. В практических устройствах сопротивление этих резисторов выбирают в пределах от единиц до сотен килоом.

Из формулы (2.10) видно, что когда $R2 > R1$, то $U_{вых} > U_{вх}$; при $R2 < R1$ — наоборот. Если $R2 = R1$, ОУ работает с единичным усилением. Из формулы (2.13) следует, что для устройства по рис. 2,28, *б* коэффициент усиления не может стать менее единицы.

Реальные ОУ, в отличие от идеальных, имеют небольшой входной ток (единицы — десятки наноампер). Влияние этого тока компенсируют включением дополнительного резистора R3 к неинвертирующему входу (рис. 2.28, *в*). Сопротивление этого резистора должно быть равно сопротивлению параллельно включенных резисторов R2 и R1.

Частный случай включения, когда $R2 = 0$ и $U_{вых} = U_{вх}$, представлен на рис. 2.29. Такой вариант называют повторителем напряжения ($K_у = 1$). Повторитель напряжения часто применяют в качестве буферной ступени.

Петля отрицательной обратной связи — непременный элемент большинства вариантов включения ОУ. Исключение составляет только работа в режиме компаратора напряжения, о чем будет сказано далее.

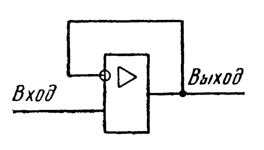


Рис. 2.29. Операционный усилитель в режиме единичного усиления

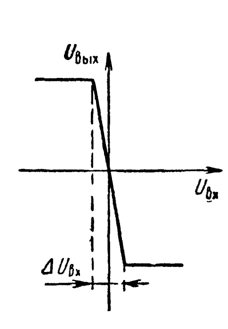


Рис. 2.30. Передаточная характеристика операционного усилителя

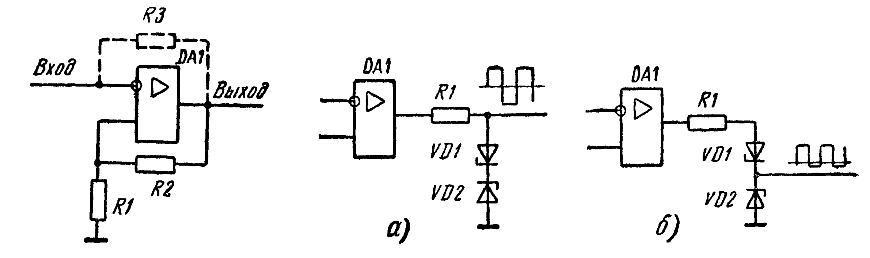


Рис. 2.31. Схема включения положительной обратной связи в операционном усилителе

Рис. 2.32. Схема включения стабилитронов на выходе операционного усилителя:
а — разнополярный выходной сигнал; *б* — однополярный

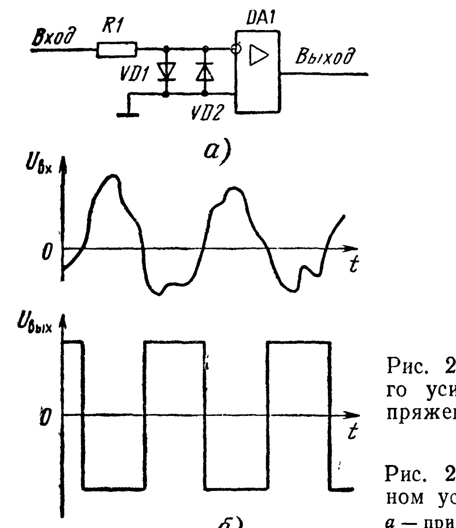
Передаточная характеристика ОУ с инверсией входного сигнала поясняет принцип его использования в импульсной технике (рис. 2.30). Эта характеристика соответствует способу включения ОУ по схеме рис. 2.28, *а*. Линейный участок характеристики, работа на котором обеспечивает усилительный режим, невелика, при неглубокой отрицательной обратной связи или в ее отсутствие ширина участка не превышает единиц или десятков милливольт. Если уровень входного сигнала больше этого значения, что всегда бывает в импульсных устройствах, выходное напряжение принимает предельное значение $U_{вых} \approx +U_{п1}$ либо $U_{вых} \approx -U_{п2}$, соответствующее режиму насыщения — горизонтальным участкам передаточной характеристики.

В импульсных устройствах, где требуется, чтобы выходное напряжение переключалось скачком от одного уровня к другому даже при медленном изменении входного напряжения, часто употребляют и положительную обратную связь — с выхода усилителя на неинвертирующий вход (рис. 2.31). Положительная обратная связь обеспечивает регенеративное (лавинообразное) развитие процесса переключения и сохранение нового состояния после прекращения входного сигнала.

Выходную цепь импульсных устройств на ОУ нередко усложняют с целью ограничения выходного напряжения (рис. 2.32, *а*, и *б*). В первом случае знакопеременное выходное напряжение ограничивается на уровнях $U_{стаб} + U_{пр} = U_{стаб} + 0{,}7$ В. Здесь $U_{стаб}$ — напряжение стабилизации стабилитронов (обычно VD1 и VD2 однотипные приборы), а $U_{пр}$ — постоянное прямое напряжение диода. Напряжение стабилизации должно быть на несколько вольт меньше напряжения питания. Резистор R1 ограничивает ток через стабилитроны допустимыми значениями. Стабилитроны в сочетании с резистором R1 не только ограничивают выходное напряжение на желаемом уровне, но и страхуют выход ОУ от защелкивания (триггерного эффекта) при малых сопротивлениях нагрузки.

Второй вариант (рис. 2.32, *б*) применяют, когда отрицательный полупериод выходного напряжения нежелателен, например если нагрузкой служат цифровые микросхемы ТТЛ или КМОП.

Находят применение в импульсной технике также способы включения ОУ и без обратных связей. В таком режиме вследствие очень большого коэффициента усиления, насыщение усилителя происходит при входном напряжении, равном долям милливольта. Такое построение обычно имеют



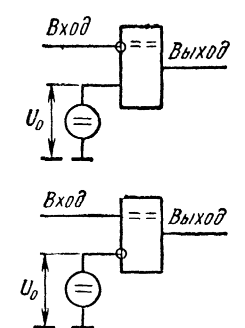


Рис. 2.34. Схемы включения операционного усилителя в режиме компаратора напряжения

Рис. 2.33. Детектор нуля на операционном усилителе:
а — принципиальная схема; *б* — временны́е диаграммы

«детекторы нуля»— устройства, выходное напряжение которых меняется скачком от одного предельного значения к другому при прохождении входного сигнала через нуль. На рис. 2.33 изображена такая схема и соответствующие ей временны́е диаграммы сигналов на входе и выходе.

Диоды VD1 и VD-2 здесь не обязательны, они лишь предохраняют входы ОУ от перегрузки, если амплитуда входного напряжения превысит 0,7 В. Резистор R1 ограничивает ток через защитные диоды.

На схеме показано, что входной сигнал поступает на инвертирующий вход, поэтому выходные импульсы инвертированы. С тем же успехом сигнал можно подавать и на неинвертирующий вход.

Ко входам ОУ можно подключать и два источника сигналов. Совместный результат в этом случае находят, рассматривая действие каждого из сигналов в отдельности с последующим их наложением (принцип суперпозиции). При наличии отрицательной и положительной обратной связи в импульсном режиме выходное состояние зависит от преобладания того или иного вида обратной связи.

Режим сравнения двух напряжений, или компараторный, режим (от англ. compare — сравнивать) часто применяют на практике. От детектора нуля он отличается тем, что на один из входов подают некоторое образцовое напряжение U_0 (рис. 2.34). Это приводит к тому, что переключение прибора происходит, когда переменное напряжение на управляющем входе $U_{вх}$, увеличиваясь, превосходит значение, равное образцовому U_0. Образцовое напряжение может быть положительным или отрицательным относительно общего провода.

Образцовое напряжение можно подавать как на инвертирующий, так и на неинвертирующий входы. В зависимости от этого выходное напряжение будет либо совпадать по фазе с входным, либо окажется инверсным.

Схема триггера Шмитта (рис. 2.35) иллюстрирует простейший случай работы ОУ — компаратора напряжения в импульсном режиме с положи-

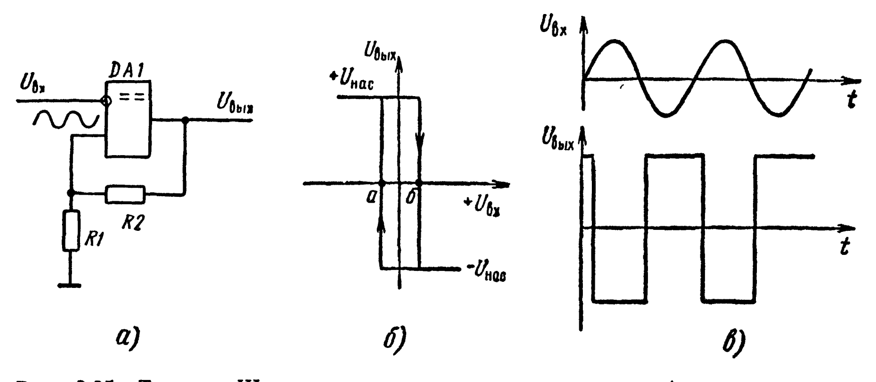


Рис. 2.35. Триггер Шмитта на операционном усилителе (компараторе напряжения):

а — принципиальная схема; *б* — передаточная характеристика; *в* — временные диаграммы

тельной обратной связью. Под действием положительной обратной связи, сигнал которой поступает на неинвертирующий вход, выходное напряжение может иметь одно из предельных значений — положительное или отрицательное. Допустим, положительное, чему соответствует верхняя горизонтальная часть передаточной характеристики, показанной на рис. 2.35, *б*. Пока внешнее напряжение на инвертирующем входе ниже напряжения на неинвертирующем (точка *б*), выходное состояние сохраняется.

Если внешнее напряжение на инвертирующем входе превысит напряжение обратной связи на неинвертирующем входе, произойдет переключение, в результате которого выходное напряжение станет отрицательным. Это выходное состояние остается неизменным, пока отрицательное напряжение на инвертирующем входе не превысит напряжение положительной обратной связи на неинвертирующем входе (точка *а*), после чего произойдет очередное переключение (рис. 2.35, *в*).

Верхнее и нижнее пороговые напряжения $U_{пор.в}$ и $U_{пор.в}$, при которых происходят переключения, легко найти по формулам:

$$U_{пор.в} = \frac{R1}{R1+R2} U_{вых(+)}, \qquad (2.14)$$

$$U_{пор.н} = -\frac{R1}{R1+R2} U_{вых(-)}. \qquad (2.15)$$

Как следует из сказанного, форма напряжения на инвертирующем входе и его частота не влияют на переключательные характеристики.

Близкие к ОУ приборы, специально предназначенные для работы в импульсных устройствах, промышленность выпускает под названием компараторы напряжения. Следует предупредить во избежание возможной путаницы, что в цифровой технике используют компараторы и другого вида — цифровые компараторы — для сравнения двух цифровых кодов. В этой книге они не рассматриваются.

Компаратор напряжения, по существу, представляет собой ОУ обычно с большим быстродействием, с узкой входной характеристикой и допускаю-

щий непосредственное сопряжение с цифровыми микросхемами ТТЛ и КМОП. Между собой отдельные типы компараторов различаются по напряжению питания, быстродействию, чувствительности (разрешающей способности), интервалу допустимых значений входного напряжения, входному току и т. д. Некоторые типы компараторов допускают стробирование внешним сигналом в нужный момент для выполнения сравнения.

Во многих случаях применения в импульсной технике ОУ и компаратор взаимозаменимы, хотя компараторы как приборы, специально спроектированные для работы в импульсных устройствах, удобнее для применения. Схемы, описанные в этой книге для ОУ, можно собирать и с компараторами напряжения.

Как уже отмечалось, отечественная промышленность производит много типов ОУ. То же можно сказать и о компараторах напряжения. Для устройств, описанных далее, можно рекомендовать универсальные ОУ — К140УД7, К153УД6, а также совмещенные К140УД20 — два усилителя, аналогичных К140УД7, в одном корпусе.

Уже говорилось, что идеальный ОУ обладает бесконечно большими коэффициентом усиления и входным сопротивлением и нулевым выходным сопротивлением. Для сопоставления представим типовые параметры микросхемы К140УД7: коэффициент усиления (без отрицательной обратной связи) $K_у \approx 200\,000$, $R_{вх} \approx 2$ МОм, $R_{вых} \approx 75$ Ом.

Из маломощных ОУ часто применяют К140УД12 с потребляемым током менее 1 мА. Следует иметь в виду, что этому ОУ для нормальной работы требуется внешний резистор, задающий токовый режим. Прочесть об этом можно в книгах по ОУ.

Из числа компараторов напряжения чаще других применяют К521СА3 и К544СА3.

2.8. Таймеры

Таймер (от англ. time — время) представляет особую разновидность универсальных микросхем, совмещающих в одном кристалле аналоговые и цифровые функции. Основное назначение таймеров — формирование импульсов различной длительности и периодичности. На их базе очень легко организовать одновибраторы, мультивибраторы, реле времени, формирователи, различные преобразователи и многие другие узлы аппаратуры. Отдельные типы таймеров различаются точностью, временным диапазоном, режимом питания, конструктивным оформлением и т. п. Таймеры широко используют в импульсных устройствах.

Отечественной промышленностью налажен выпуск таймера КР1006ВИ1 — аналога зарубежного типа 555. (Перед цифровым обозначением зарубежных микросхем обычно ставят буквы, характеризующие либо производителя, либо конструктивное исполнение, например NE555, SE555.) Кроме этого типа существуют и другие таймеры, в том числе — комбинированные (несколько приборов в одном корпусе), прецизионные, микромощные, программируемые. Программируемые таймеры, в частности, имеют на выходе цифровой счетчик-делитель, позволяющий «растянуть» цикл работы до нескольких суток.

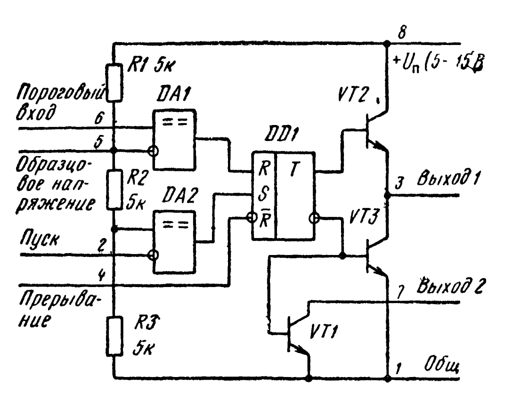


Рис. 2.36. Функциональная схема таймера КР1006ВИ1

Таймер КР1006ВИ1 выполнен на биполярных транзисторах. Его функциональная схема изображена на рис. 2.36. Он состоит из пяти основных узлов: двух компараторов напряжения DA1 и DA2, асинхронного RS-триггера DD1, транзисторного ключа VT1 с открытым коллектором и двухтактного выходного усилителя на транзисторах VT2 и VT3. Делитель напряжения R1—R3 обеспечивает образцовое напряжение на входах компараторов. Сопротивления резисторов R1—R3 выполняют с большой точностью, благодаря чему значения опорного напряжения у разных экземпляров таймеров одинаковы и равны соответственно $^1/_3U_п$ и $^2/_3U_п$.

Компараторы в таймере служат для сравнения входного напряжения с образцовым. В зависимости от знака разности этих значений на выходе компаратора устанавливается либо высокое, либо низкое напряжение. До тех пор, пока напряжение на инверсном входе компараторов больше, чем на прямом, на их выходе будет низкий уровень напряжения, не вызывающий срабатывания триггера DD1. Когда напряжение на прямом входе компаратора окажется больше, чем на инверсном, триггер срабатывает по соответствующему входу. Входы компараторов практически не нагружают предшествующие узлы, так как потребляют ток менее 0,5 мкА.

Делитель напряжения выполнен так, чтобы иметь возможность изменять образцовое напряжение, например, подключением внешних резисторов параллельно резисторам R1 или R2, R3 таймера.

Отметим важную особенность таймера — при работе во временно́м режиме напряжение питания не влияет на длительность формируемых импульсов. Объясняется это тем, что с изменением питающего напряжения пропорционально меняется образцовое напряжение, а значит, и порог срабатывания компараторов.

Внешний вход $\bar{R}$ триггера («Прерывание») дает доступ к триггеру, минуя компараторы, и позволяет прерывать работу таймера независимо от напряжения на входах 2 и 6. Чтобы вызвать переключение триггера, напряжение на выводе 4 должно стать $U_{вх} \leqslant 0{,}4$ В. Когда это напряжение более или равно 1 В, вход $\bar{R}$ на работу триггера не влияет.

Выходной усилитель — двутактный, благодаря чему нагрузка, подключаемая к выходу 1, вторым выводом может быть присоединена как к общему проводу, так и к плюсовому проводу питания. Допустимый выходной ток (при обоих состояниях выхода) $I_{вых\,max} = 100$ мА. Выходное сопротивление $R_{вых} \approx 10$ Ом.

Транзистор VT1 с открытым коллектором работает синхронно с тран-

зистором VT2. Выход 2 используют для подключения внешних цепей обратной связи, а также как дополнительный выход. Максимальный коллекторный ток транзистора VT1 — 100 мА.

Временные характеристики устройств, создаваемых на основе таймера, задаются параметрами внешней RC-цепи, конденсатор которой подключают к выводу 7 и к общему проводу, а резистор — выводам 8 и 7. При закрытом транзисторе VT1 происходит зарядка конденсатора, после открывания транзистора VT1 конденсатор разряжается.

Напряжение питания таймера КР1006ВИ1 $U_п$=5...15 В. Таймер допускает сопряжение с микросхемами ТТЛ и КМОП, а также с мощными транзисторами, реле, светодиодами и т. д. В отсутствие нагрузки таймер потребляет ток=3,5 мА при $U_п$=5 В и 10 мА при 15 В.

Как отмечалось, таймеры являются универсальными приборами [13, 14, 20, 33]. На основе таймеров может быть реализовано множество устройств, как связанных с временны́ми процессами (одновибраторы, генераторы импульсов, реле времени и т. п.), так и мгновенного действия,— исполнительные устройства, триггеры и др.

3. ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

3.1. Общие сведения

Термин «формирователи импульсов» объединяет широкий круг различных устройств, предназначенных для преобразования сигналов — цифровых и аналоговых — таким образом, чтобы получить импульсы с требуемыми временны́ми и амплитудными характеристиками. Как правило, в ходе формирования импульсов стремятся обеспечить в первую очередь какой-то один главный для каждого конкретного случая параметр.

Формирование протекает во время действия входного сигнала. По этому признаку формирователи отличают от регенеративных устройств, например одновибраторов, которые входной сигнал только запускают, после чего процесс образования выходного импульса идет самостоятельно за счет положительной обратной связи.

В функциональном отношении формирователи отличаются большим разнообразием. Типичными случаями формирования являются:

нормализация фронта и среза импульсов (повышение их крутизны);

формирование импульсов по фронту и срезу, т. е. генерация кратковременных ($\tau_и < 1$ мкс) импульсов, момент появления которых совпадает с фронтом или срезом входного импульса;

временно́е преобразование импульсов (укорочение, временна́я задержка и т. п.);

удвоение частоты следования импульсов;

преобразование формы импульсов и получение прямоугольных импульсов из сигналов другой формы, в частности из аналоговых, главным образом — синусоидальных.

3.2. Нормализация фронта и среза

Потребность в подобной нормализации возникает всякий раз, когда у импульсов, подлежащих дальнейшей обработке цифровыми микросхемами, длительность фронта или среза превышает допустимые нормы. Для большинства микросхем ТТЛ $\tau_ф \leqslant 150$ нс, а для микросхем КМОП — $\tau_ф \leqslant 250$ нс. Цепь из двух-трех последовательно включенных инверторов может служить простейшим формирователем, улучшающим крутизну фронта и среза, при условии, что их первоначальная крутизна все же достаточна для нормальной работы инверторов-формирователей. Форма импульсов улучшается вследствие того, что логические элементы не только преобразуют сигналы, но и усиливают и ограничивают их. Для этой же цели нередко применяют триггеры Шмитта, а также устройства, обладающие триггерными свойствами (см., например, схемы на рис. 2.25 и 2.26). Здесь даже при пологих фронтах входных импульсов крутизна выходных будет очень велика.

3.3. Формирование импульсов по фронту и срезу

Такие формирователи иногда называют детекторами фронтов. Для этой цели могут быть употреблены дифференцирующие RC-цепи, описанные ранее. Их постоянная времени определяет длительность выходных импульсов. На практике же RC-цепи употребляют нечасто, так как навесные детали — конденсатор, резистор и диод (для защиты от выбросов напряжения) — менее удобны, чем микросхема.

Для формирования кратковременных пиков напряжения из отрицательных перепадов (срезов) выпускают специализированные микросхемы, так называемые многофункциональные элементы цифровых структур КР134ХЛ2 и КР134ХЛ3. На рис. 3.1 изображена принципиальная схема и временные диаграммы элемента (одного из четырех, находящихся в корпусе) микросхемы КР134ХЛ3.

Вход V — разрешающий. Когда на нем напряжение низкого уровня, транзистор VT1 открыт, VT2 закрыт и на выходе — высокий уровень не-

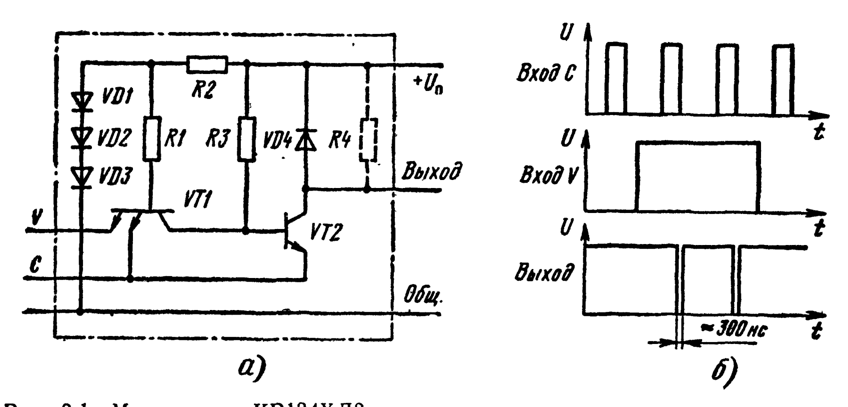


Рис. 3.1. Микросхема КР134ХЛ3:
а — принципиальная схема одного (из четырех) элемента; *б* — временные диаграммы

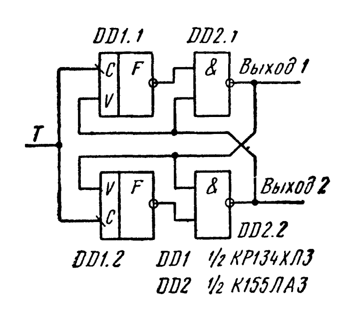


Рис. 3.2. Схема Т-триггера на формирователе КР134ХЛ3 и логическом элементе И-НЕ

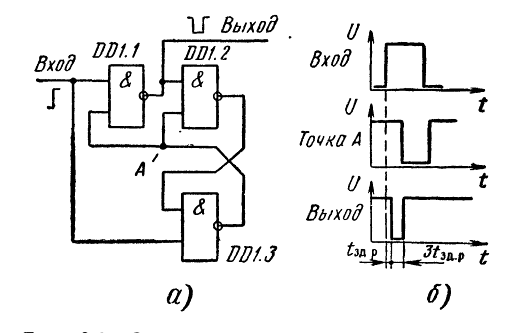


Рис. 3.3. Формирователь пика напряжения из фронта импульсного сигнала:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы для варианта на логических элементах И-НЕ

зависимо от состояния входа С. Работает элемент при сигнале высокого уровня на входе V. При этом в обоих статических состояниях входа С на выходе также будет напряжение высокого уровня: если на входе низкий уровень — открытый транзистор VT1 шунтирует переход база — эмиттер транзистора VT2, а когда там высокий уровень, транзистор VT2 закрыт, поскольку на его эмиттере — высокий уровень напряжения. В момент спада сигнала на входе С вследствие рассасывания заряда, накопившегося в базовой области транзистора VT2, происходит его кратковременное открывание ($\tau_и \approx 300$ нс). На положительный перепад входного сигнала элемент не реагирует. Диоды VD1—VD3 играют роль стабилизатора напряжения питания. Как пример на рис. 3.2 показан способ использования элементов КР134ХЛ3 для организации Т-триггера.

Формирование кратковременных пиков напряжения из фронта и среза импульсов может быть также выполнено с применением логических элементов общего назначения.

На рис. 3.3 представлена схема узла, вырабатывающего короткий импульс по фронту входного импульса. При положительном перепаде напряжения на входе выходное напряжение становится низким, что вызывает переключение триггера (элементы DD1.2 и DD1.3). После переключения напряжение на нижнем (по схеме) входе элемента DD1.1 станет низким и на выходе вновь восстановится напряжение высокого уровня. Появление выходного импульса происходит с запаздыванием $2t_{зд.р}$, где $t_{зд.р}$ — время задержки распространения в логическом элементе. Длительность выходного сигнала $\tau_и = 3t_{зд.р}$. Если в этом устройстве использовать логические элементы ИЛИ—НЕ, то узел будет срабатывать по отрицательному перепаду и формировать импульс высокого уровня.

Интересные формирователи можно собрать на логических элементах Исключающее ИЛИ (рис. 3.4, *а* и *б*). В устройстве по схеме на рис. 3.4, *а* в статическом состоянии на выходе присутствует напряжение низкого уровня, а по рис. 3.4, *б* — высокого. Выходные импульсы формируются по фронту и срезу входных. Длительность формируемых импульсов определена временем задержки распространения сигналов в инверторе. Для микросхем серий К155 и К555 это время равно примерно 10 нс, для микросхем

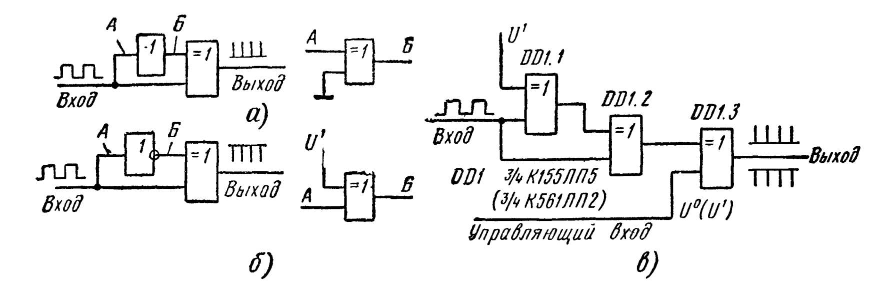


Рис. 3.4. Схемы формирователей кратковременных импульсов на логических элементах Исключающее ИЛИ:

а — высокого уровня; *б* — низкого уровня; *в* — с управлением выходным уровнем

КМОП — нескольким десяткам наносекунд и связано обратной зависимостью с напряжением питания. В роли инверторов и повторителей могут быть употреблены другие логические элементы из того же корпуса. Подачей постоянного напряжения высокого уровня на один из выходов элемент Исключающее ИЛИ обращается в инвертор, низкого уровня — в повторитель.

Направление выходных импульсов можно менять за счет напряжения на нижнем (по схеме) входе элемента DD1.3 (рис. 3.4, *в*).

С помощью управляемого формирователя, схема которого представлена на рис. 3.5, *а*, можно на выходе 1 выделять импульсы либо по фронту, либо по срезу входных импульсов, а на выходе 2 — и по фронту и по срезу. Цепочка элементов DD1.1, DD2.1 и DD2.2 создает временну́ю задержку $t_{зд} = 3t_{зд.р.ср}$. Поскольку элемент DD1.1 включен как повторитель, сигнал на выходе элемента DD2.2 повторяет входной. В целом цепь временно́й задержки в сочетании с элементом DD1.2 действует подобно формирователю по схеме на рис. 3.4, *а*. Выбор желаемых импульсов на выходе 1 определяет уровень напряжения на управляющем входе (см. рис. 3.5, *б*). Формирователь может быть собран как на микросхемах ТТЛ (К155ЛП5, К555ЛП5, К155ЛА3, К555ЛА3), так и на микросхемах КМОП структуры (К561ЛП2, К561ЛА7).

Попутно отметим, что установить наличие кратковременных импульсов (единицы и десятки наносекунд) с помощью универсальных осциллографов

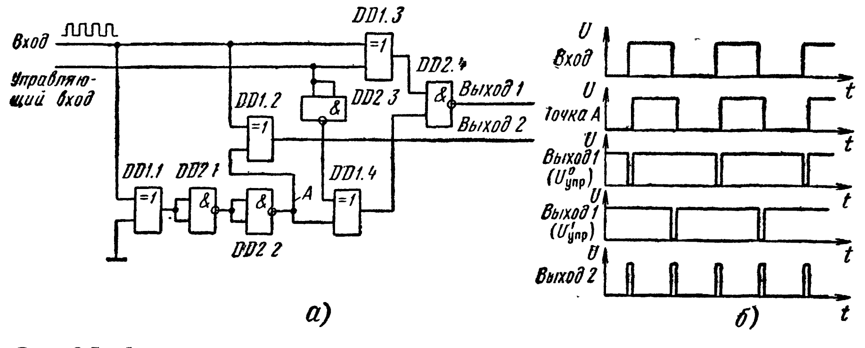


Рис. 3.5. Формирователь пиков напряжения из фронта и среза импульсного сигнала:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

или логических пробников затруднительно. Помочь тут может вспомогательный Т-триггер, который будет переключаться под действием даже очень коротких входных импульсов.

3.4. Временно́е преобразование импульсов

Последовательная цепь инверторов, о которой говорилось ранее как об узле для нормализации фронта и среза, может быть использована и для временно́й задержки импульсов. Действительно, вследствие инерционных процессов в микросхеме импульс, проходящий через цепь логических элементов, запаздывает по сравнению с импульсом через проводник на время $t_{зап} = nt_{зд.р.ср}$, где n — число элементов в цепи, $t_{зд.р.ср}$ — среднее время задержки распространения для элементов той или иной серии (рис. 3.6).

Поскольку время задержки распространения у современных микросхем очень мало (10...20 нс для серий К155 и К555 и 50...80 нс для логических элементов серии К561), то такие формирователи пригодны для получения коротких задержек — в десятки, реже в сотни наносекунд.

Уместно напомнить, что время задержки распространения у микросхем структуры КМОП зависит от напряжения питания и чем меньше напряжение, тем больше задержка. Этим свойством можно воспользоваться для увеличения задержки или уменьшения числа элементов в цепи.

Время задержки существенно увеличится, если между двумя логическими элементами поместить интегрирующую RC-цепь (рис. 3.7, *а*). Такой прием позволяет ограничиться только двумя элементами и делать задержку регулируемой изменением параметров интегрирующей цепи. Интегрирующие цепи широко применяют не только в формирователях, но и в других импульсных устройствах, в частности в одновибраторах.

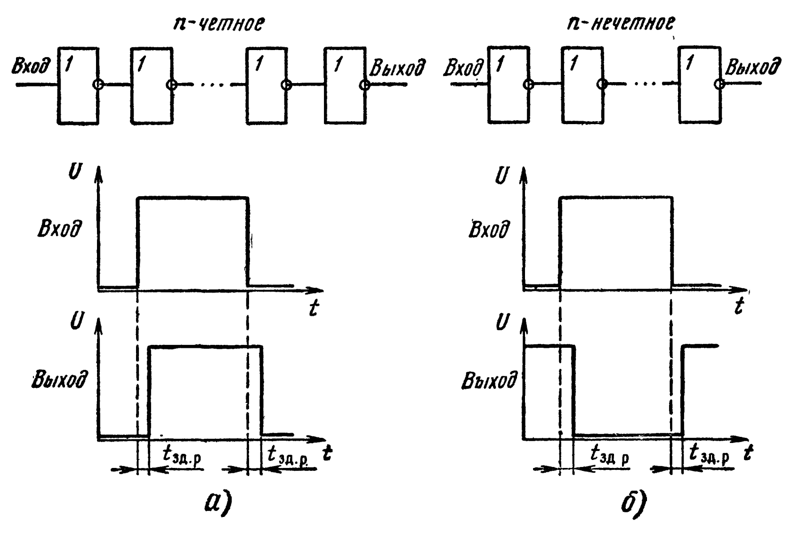


Рис. 3.6. Временны́е и фазовые соотношения в последовательной цепи инверторов:

а — четное число инверторов; *б* — нечетное

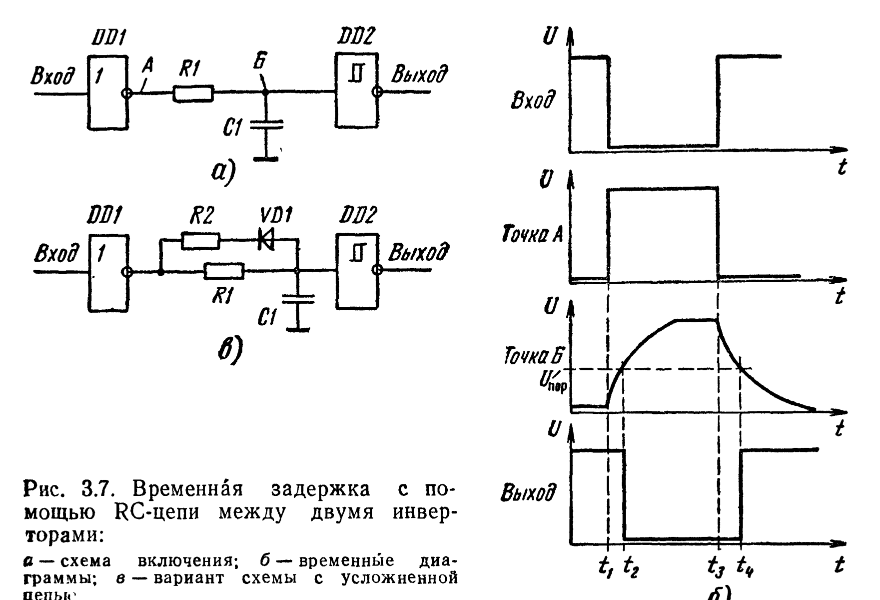


Рис. 3.7. Временная задержка с помощью RC-цепи между двумя инверторами:

а — схема включения; *б* — временные диаграммы; *в* — вариант схемы с усложненной цепью

На временных диаграммах рис. 3.7, *б* не показана задержка, обусловленная логическими элементами, поскольку ее продолжительность существенно меньше, чем создаваемая интегрирующей цепью.

В варианте схемы, показанном на рис. 3.7, *в*, постоянные времени при зарядке конденсатора и его разрядке неодинаковы, что, естественно, отражается на продолжительности соответствующих циклов. Направление проводимости диода VD1 определяет очередность действия цепей R1C1 и R2C1. Когда требуется, чтобы к приходу входного импульса конденсатор был быстро разряжен или, наоборот, заряжен (восстановление исходного состояния), берут R2=0. В последнем случае вследствие того, что ток разрядки конденсатора не ограничен сопротивлением внешнего резистора, не следует выбирать конденсатор емкостью более нескольких тысяч пикофарад во избежание повреждения выходных транзисторов микросхемы. Сказанное относится не только к этой конкретной схеме, но и ко всем практическим случаям, когда действие интегрирующей цепи обусловлено выходным током микросхемы.

Интегрирующая цепь, включенная между двумя элементами структуры КМОП, работает в условиях, близких к идеальным, благодаря большому входному и сравнительно малому выходному сопротивлению этих микросхем. Перепады напряжения на входе цепи $U_м = U^1 - U^0 \approx U_п$, поскольку падение напряжения на открытых выходных КМОП транзисторах меньше 0,1 В. Время задержки срабатывания второго элемента (рис. 3.7, *а*) после переключения первого можно найти по формуле

$$t_{зд} = RC \ln \frac{U_п}{U_{пор}}, \quad (3.1)$$

и, если принять, что $U_{пор} = U_п/2$, то

$$t_{зд} \approx RC \ln 2 \approx 0{,}7RC. \quad (3.2)$$

Картина работы интегрирующей RC-цепи в сочетании с микросхемами ТТЛ гораздо сложнее, поскольку вход последующего элемента находится под напряжением, а его сопротивление сравнительно мало и зависит от уровня действующего сигнала (рис. 3.8).

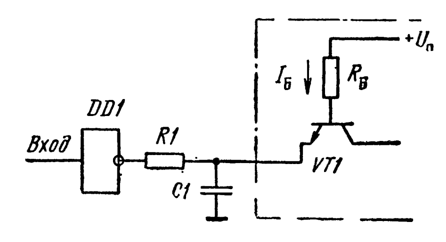


Рис. 3.8. Интегрирующая RC-цепь на входе микросхемы ТТЛ

После положительного перепада на выходе элемента DD1 начинается зарядка конденсатора через резистор R1 и одновременно через резистор $R_б$ и эмиттерный переход входного транзистора второго элемента. Когда произойдет переключение второго элемента, эмиттерный переход его входного транзистора сместится в обратном направлении, что практически равносильно отключению резистора $R_б$ от интегрирующей цепи. Напряжение на конденсаторе C1 продолжает расти и после достижения порогового значения $U_{пор}$, стремясь к $U^1_{вых}$.

С появлением низкого уровня напряжения на выходе элемента DD1 начнется разрядка конденсатора с постоянной времени R1C1, так как резистор $R_б$ пока отключен (интервал t_3—t_4 на рис. 3.7, *б*).

Когда на выходе первого элемента напряжение низкого уровня, резисторы $R_б$, R1, эмиттерный переход входного транзистора второго элемента и выходное сопротивление первого элемента образуют делитель напряжения, из-за которого на конденсаторе C1 сохраняется напряжение $U^0_{C1} > U^0_{вых}$. Ясно, что устройство работоспособно, если $U^0_{C_1} < U_{пор}$. Резистор R1 — единственный компонент делителя, сопротивление которого можно менять. Поэтому сопротивление R1 должно удовлетворять условию

$$R1 < \frac{(U_{пор} - U^0_{вых})R_б}{U_п - U_{ЭБ} - U_{пор}}, \qquad (3.3)$$

где $U_{ЭБ}$ — постоянное напряжение эмиттер — база. Численные значения остальных параметров: $R_б = 4$ кОм для К155 и 20 кОм для К555, $U^1 = 3{,}5$ В; $U^0 = 0{,}2$ для К155 и 0,4 В для К555; $U_{ЭБ} = 0{,}7$ В, $U_{пор} \approx 1{,}3$ В для К155 и 1,1 В для К555.

На практике сопротивление резистора R1 выбирают в 3...10 раз меньшим, чем дает расчет по последней формуле. Объясняется это желанием получить запас по напряжению $U_{пор} - U^0_{C1}$ с целью обеспечения помехоустойчивости и повторяемости результатов, а также малого различия в задержке по фронту и срезу входного импульса. Емкость конденсатора C1 не должна превышать 2000 пФ.

Расчетные формулы времени задержки для рассматриваемого случая довольно громоздки и потому здесь не приводятся. Ориентировочные значения для элементов К155ЛН1 (К155ЛА3 в режиме инвертора) можно определить по номограммам на рис. 3.9.

Узлы временно́й задержки часто используют в формирователях импульсов. Обобщенная схема формирователя подобного рода изображена на рис. 3.10, *а*. Временно́е положение выходных импульсов относительно входного определяет логическая операция, выполняемая оконечным элементом.

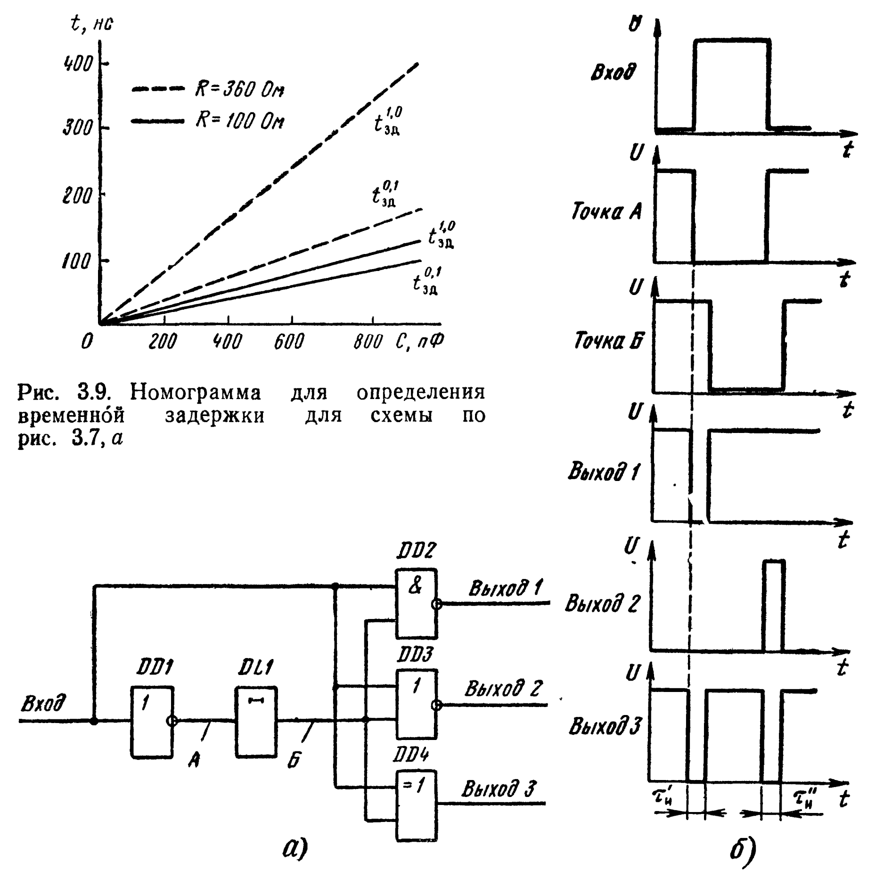


Рис. 3.9. Номограмма для определения временно́й задержки для схемы по рис. 3.7, *а*

Рис. 3.10. Обобщенная схема формирователей временно́й задержки выходных импульсов относительно входных (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

На выходе элемента И—НЕ (DD2) этот импульс появляется по положительному перепаду на входе (рис. 3.10, *б*). Для элемента ИЛИ—НЕ (DD3) выходной импульс соответствует отрицательному входному перепаду. Что касается элемента DD4 Исключающее ИЛИ, то импульсы на его выходе возникают по обоим перепадам входных сигналов. Этим свойством элемента нередко пользуются для удвоения частоты входных импульсов.

Длительность выходных импульсов определяется временны́ми параметрами узла задержки DL1. Им может быть: цепь из нескольких инверторов или повторителей (время задержки распространения — десятки, сотни наносекунд), линии задержки (микросекунды), интегрирующие RC-цепи (от микросекунд до десятков миллисекунд).

Рассмотрим работу формирователя применительно к элементу И—НЕ (выход 1). В исходном состоянии на выходе такого формирователя — напряжение высокого уровня, поскольку на верхнем по схеме входе элемента DD2 — низкое напряжение. С появлением входного импульса на обоих

входах этого элемента в течение короткого срока будет высокий уровень напряжения (благодаря узлу задержки выходной сигнал от DD1 запаздывает) и напряжение на выходе формирователя упадет. По прошествии времени задержки на нижнем входе элемента DD2 появится импульс низкого напряжения и выходное скачком придет к высокому уровню (рис. 3.10, *б*).

Длительность сформированного импульса складывается из времени прохождения сигнала через элемент DD1 и узел задержки DL1

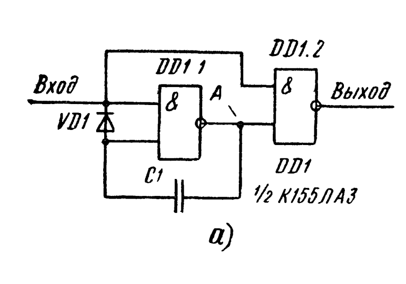
$$\tau_и = t_{зд.р} + t_{зд.DL}. \qquad (3.4)$$

Таким же образом можно объяснить работу формирователя с элементами других видов логик.

На практике на выходе ставят, как правило, не все, а один из показанных на схеме логических элементов — в зависимости от конкретных требований.

На рис. 3.11, *а* показана схема еще одного формирователя импульса по фронту входного импульса. В исходном состоянии конденсатор C1 заряжен, поскольку на входе элемента DD1.1 напряжение низкого уровня, а на выходе — высокого (рис. 3.11, *б*). С приходом входного импульса (момент t_1) диод VD1 закрывается и напряжение заряженного конденсатора C1 оказывается приложенным к нижнему по схеме входу и выходу элемента DD1.1, сохраняя его состояние. Напряжение высокого уровня на выходе элемента DD1.2 сменится на низкое, так как на обоих входах этого элемента действует напряжение высокого уровня. Одновременно на выходе элемента DD1.1 возникнет небольшой бросок напряжения, после чего начнется разрядка конденсатора C1, протекающая почти линейно.

Когда по мере разрядки конденсатора напряжение на входе элемента DD1.2 достигнет порогового значения $U_{пор}$, напряжение на выходе снова станет высоким (момент t_2). Длительность выходного импульса связана с емкостью конденсатора C1 линейной зависимостью $\tau_и = kC1$, где коэффициент $k = 10$ мкс/нФ. Емкость конденсатора C1 может быть выбрана в пределах 100 пФ...0,5 мкФ.



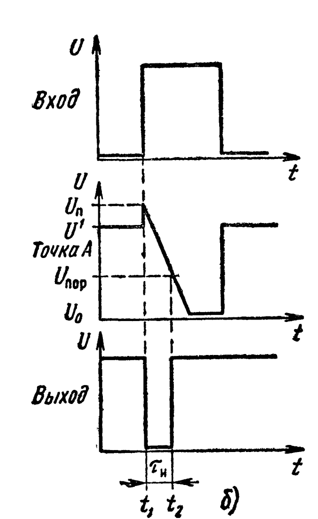
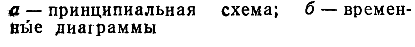


Рис. 3.11. Формирователь укороченного импульса с цепью обратной связи:


а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

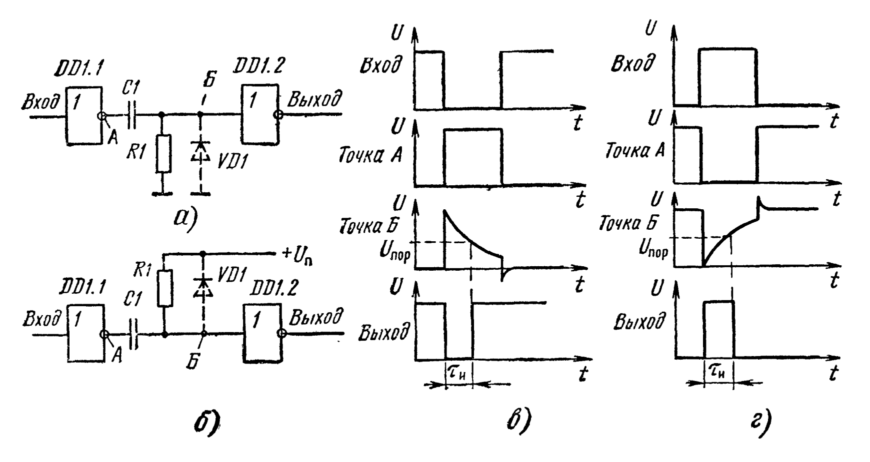


Рис. 3.12. Импульсные формирователи с дифференцирующей RC-цепью: *а, б* — принципиальные схемы; *в, г* — временные диаграммы

На практике находят также применение формирователи импульсов с дифференцирующими времязадающими цепями. От устройства с интегрирующей цепью они отличаются тем, что напряжение, управляющее элементом DD1.2, снимают не с конденсатора, а с резистора. Как и в предыдущих случаях, для реализации формирователя микросхемы структуры КМОП предпочтительнее других. На рис. 3.12 показаны варианты схем подобных устройств. Порядок их действия ясен из временных диаграмм.

Диод VD1, включенный параллельно резистору R1, предотвращает нежелательные выбросы напряжения, которые могут повредить элемент DD1.2. Этот диод входит в состав защитной цепи на входе элементов и поэтому показан условно. Небольшой всплеск напряжения на входе инвертора DD1.2 в момент окончания входного импульса объясняется падением напряжения (0,7 В) на открытом диоде VD1.

Для формирователей, собранных на элементах структуры КМОП, сохраняют силу замечания по выбору номиналов времязадающих резистора и конденсатора, высказанные ранее для интегрирующей цепи. Длительность выходного импульса для формирователя по схеме рис. 3.12, *а* определяется формулой:

$$\tau_и = RC \ln \frac{U_п}{U_п - U_{пор}}. \qquad (3.5)$$

Для второго варианта (рис. 3.12, *б*)

$$\tau_и = RC \ln \frac{U_п}{U_{пор}}. \qquad (3.6)$$

Как и в случае с интегрирующей цепью, если точное значение $U_{пор}$ неизвестно, можно принимать $U_{пор} = U_п/2$, и тогда обе последние формулы принимают одинаковый вид

$$\tau_и = RC \ln 2 \approx 0{,}7RC. \qquad (3.7)$$

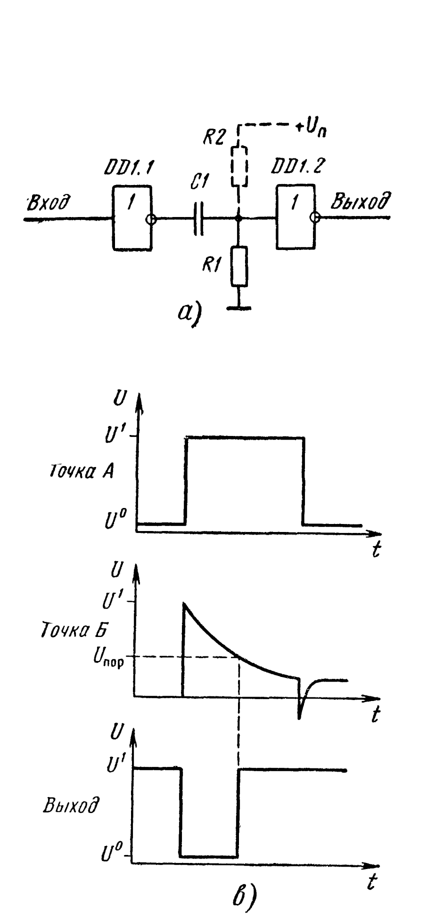


Рис. 3.13. Импульсный формирователь на логических элементах ТТЛ с дифференцирующей RC-цепью:
а и *б* — принципиальная схема; *в* — временны́е диаграммы; $R<R_{кр}$

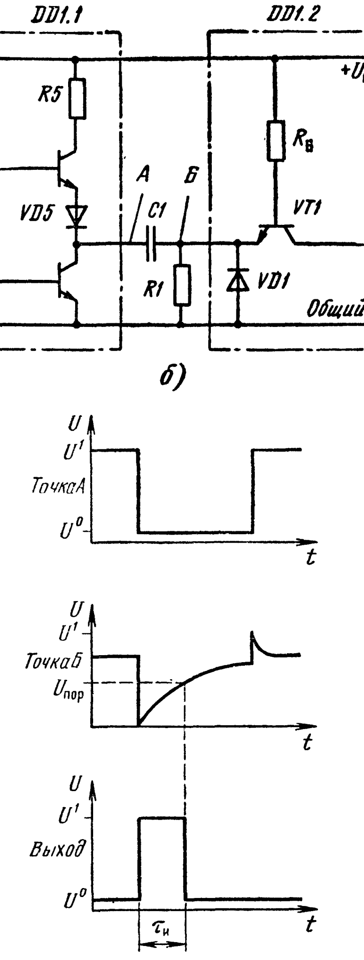


Рис. 3.14. Временны́е диаграммы формирователя ТТЛ по схеме на рис. 3.13, *а* и *б* для случая $R>R_{кр}$

Последнее выражение совпадает с формулой, описывающей длительность выходного импульса в устройстве с интегрирующей цепью.

Схема формирователя с дифференцирующей RC-целью на инверторах ТТЛ представлена на рис. 3.13, *а*. Для наглядности на рис. 3.13, *б* показаны в деталях выходная ступень первого элемента и входная второго. В зависимости от сопротивления резистора R1, на котором входной ток элемента DD1.2 создаст падение напряжения $U_{R1}=I_{вх}R1$, возможны два режима работы [9, 10].

Когда сопротивление R1 сравнительно мало, так что $U_{R1}<U_{пор}$ (для микросхем серии К155 200 Ом$\leqslant$R1$\leqslant$1 кОм, а для серии К555 500 Ом$<$R1$<$2,5 кОм), в исходном состоянии на выходе узла присутствует

напряжение высокого уровня и формирователь работает подобно устройству по схеме на рис. 3.12, *а*.

Длительность выходного импульса можно определить из выражения:

$$\tau_и = (R1+R5)C1 \ln \frac{(U_п - U_{КЭ} - U_{VD5})R1}{U_{пор}(R1+R5)} \approx$$

$$\approx (R1+R5)C1 \ln \frac{3{,}9R1}{1{,}3(R1+R5)}, \qquad (3.8)$$

где R5=130 Ом для элементов серии К155 и R5=200 Ом для К555 (см. рис. 2.18 и 2.19).

Если сопротивление R1 таково, что падение напряжения на нем от входного тока больше порогового, то входное напряжение соответствует высокому уровню $U^1_{вх}=I_{вх}R1>U_{пор}$. Реальные значения сопротивления резистора R1 для этого варианта схемы $R1\geqslant5$ кОм для элементов серии К155 и $R\geqslant20$ кОм для К555. В этом случае в исходном состоянии на выходе формирователя низкий уровень напряжения и выходной импульс формируется по отрицательному перепаду сигнала на входе оконечного инвертора (рис. 3.14). Для определения длительности выходного импульса можно пользоваться формулой

$$\tau_и = R_0C1 \ln \frac{(U^1_{вых} - U_{пор})R_б + (U_п + U_{БЭ})R_0}{(U_п - U_{БЭ})R_0 + U_{пор}R_б} \approx$$

$$\approx R_0C1 \ln \frac{2{,}2R_б + 4{,}3R_0}{4{,}3R_0 - 1{,}3R_б}, \qquad (3.9)$$

где R_0 — эквивалентное сопротивление двух параллельно включенных резисторов R1 и $R_б$:

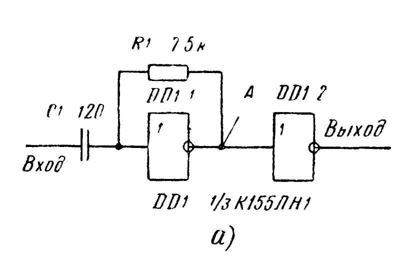
$$R_0 = R1R_б/(R1+R_б).$$

Поскольку переключение элемента происходит на пологом участке экспоненты, когда конденсатор C1 почти полностью заряжен, то стабильность длительности выходного импульса невелика. Лучший результат здесь даст делитель напряжения R2=R1 (см. рис. 3.13, *а*).

На рис. 3.15 изображена схема еще одного формирователя с дифференцирующей RC-цепью. Его применяют преимущественно для формирования кратковременных импульсов [28]. Если устройство собрано на элементах К155 серии, то следует выбирать $R1\geqslant6{,}8$ кОм, $C1\geqslant100$ пФ.

Схемы двух простых формирователей, обеспечивающих расширение входных импульсов на постоянное значение, показаны на рис. 3.16. Первый выполнен на микросхемах структуры КМОП. В исходном состоянии, когда в точке А напряжение высокого уровня, конденсатор C1 заряжен и на выходе элемента DD2 низкое напряжение. С поступлением входного импульса (момент t_1 на рис. 3.16, *б*) напряжение в точке А уменьшается, конденсатор C1 быстро разряжается и на выходе формирователя появляется высокое напряжение. Пока действует входной импульс, выход элемента DD1 шунтирует конденсатор C1.

В момент t_2 на выходе элемента DD1 возникнет высокий уровень, диод VD1 закроется и отключит элемент DD1 от цепи R1C1. Конденсатор C1 начнет заряжаться через резистор R1 и, когда напряжение на входе эле-



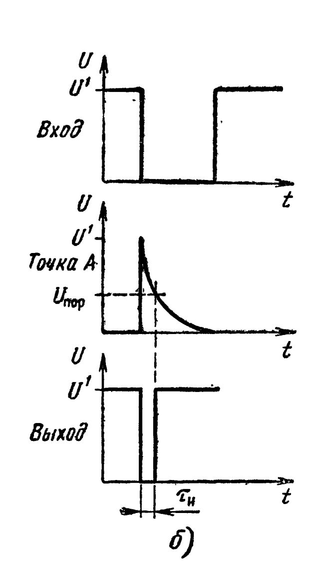
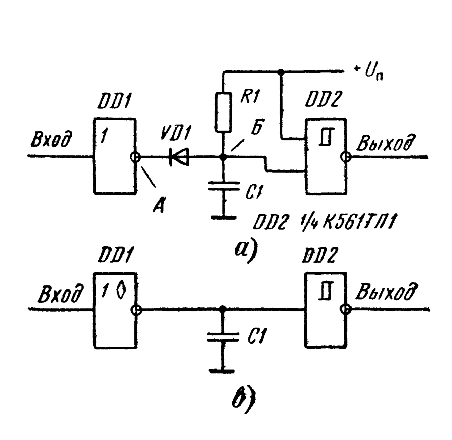


Рис. 3.15. Вариант формирователя ТТЛ с дифференцирующей RC-цепью:

а — принципиальная схема; *б* — временна́я диаграмма



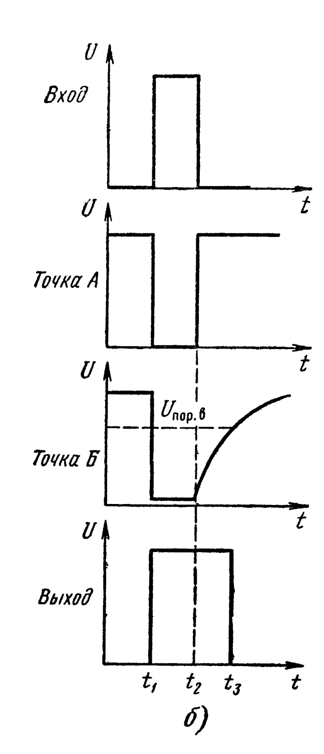


Рис. 3.16. Формирователи, обеспечивающие расширение импульсов:

а — принципиальная схема на элементах КМОП; *б* — временна́я диаграмма; *в* — принципиальная схема на элементах ТТЛ

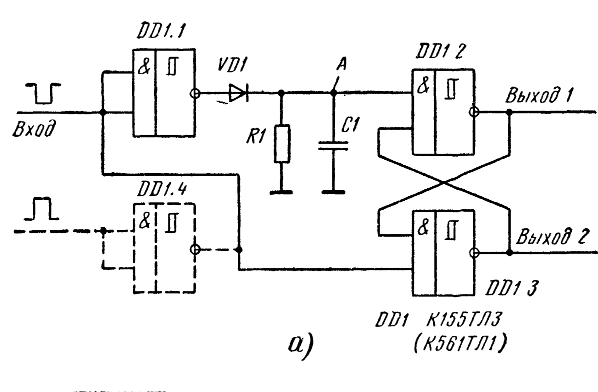
мента DD2 станет равным порогу открывания (момент t_3), произойдет переключение, оканчивающее выходной импульс.

Общая длительность выходного импульса равна $\tau_и = \tau_{вх} = \tau_{зд}$. В свою очередь,

$$\tau_{зд} = R1C1 \ln\left(\frac{U_п - U_{пр}}{U_п - U_{пор.в}}\right), \qquad (3.10)$$

где $U_п$ — напряжение питания, $U_{пр}$ — постоянное прямое напряжение диода ($U_{пр} \approx 0{,}7$ В); $U_{пор.в}$ — верхний порог переключения триггера Шмитта; $\tau_{вх}$ — длительность входного импульса.

Второй формирователь (рис. 3.16, *в*) отражает специфику микросхем ТТЛ. По сравнению с предыдущим здесь отсутствуют резистор R1 и диод



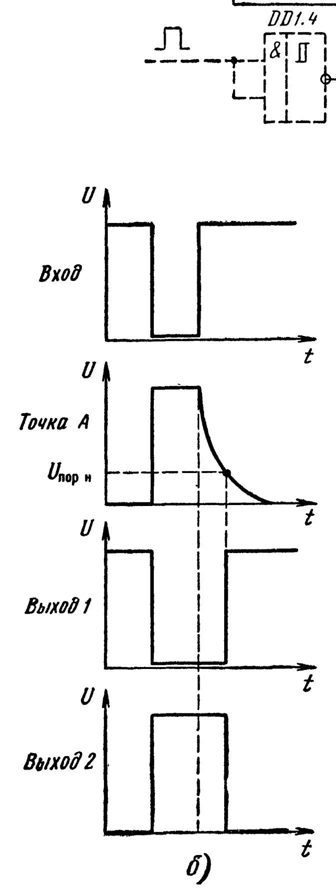


Рис. 3.17. Формирователь-расширитель с RS-триггером:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

VD1. Роль резистора интегрирующей цепи исполняет резистор $R_б$ в цепи базы входного транзистора элемента DD2 (см. рис. 3.8). Диод между выходом элемента DD1 и конденсатором в данном случае не нужен, поскольку этот элемент с открытым коллектором. Когда его выходной транзистор закрыт, конденсатор заряжается, а когда открыт — происходит разрядка. Продолжительность выходного импульса, как и в предыдущем случае, $\tau_и = \tau_{вх} + \tau_{зд}$. Длительность составляющей $\tau_{зд}$ в микросекундах можно рассчитать по экспериментальной формуле

$$\tau_{зд} = kC, \qquad (3.11)$$

где C в нанофарадах, а $k = 3{,}2$ для триггеров Шмитта типа К155ТЛ2 и $k = 10$ для триггеров типа К555ТЛ2,

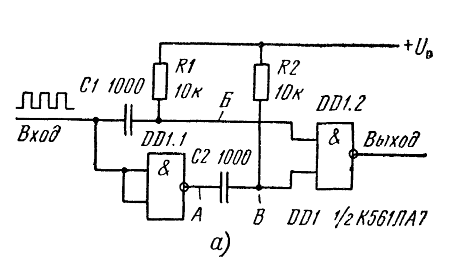
Схема еще одного формирователя с применением триггеров Шмитта изображена на рис. 3.17. Такой формирователь может быть организован как на микросхемах ТТЛ, так и на микросхемах структуры КМОП. Для варианта ТТЛ К155 серии сопротивление резистора R1 не должно превышать 510 Ом.

В исходном состоянии на выходе 1 присутствует высокое напряжение, а на выходе 2 — низкое, поскольку в точке А действует напряжение низкого уровня, а на обоих входах DD1.3 — высокого. Импульс низкого уровня на входе DD1.1 вызывает зарядку конденсатора С1 до высокого уровня и переключение RS-триггера, образованного DD1.2 и DD1.3. Это состояние сохраняется, пока действует входной импульс. После его прекращения конденсатор разряжается и, когда напряжение на нем снизится до порогового значения элемента DD1.2, RS-триггер возвратится в исходное состояние (рис. 3.17, *б*). Инвертор DD1.4 следует использовать при входном импульсе высокого уровня. Его выход подключают к входу элемента DD1.1.

3.5. Удвоение частоты следования импульсов

Удвоение частоты легко обеспечить формированием импульсов из фронтов и срезов прямоугольных импульсов. По существу, формирователь по схеме на рис. 3.10, *а* (с выхода 3) является удвоителем входной частоты. Чтобы интервалы между любыми двумя соседними выходными импульсами были одинаковы, входная последовательность должна иметь скважность Q=2.

Схема простого удвоителя частоты на микросхемах структуры КМОП изображена на рис. 3.18, *а*. Здесь цепь R1C1 дифференцирует входные импульсы, а R2C2 — инверсные входным. RC-цепи допускают изменение номиналов в широких пределах. Их подборкой можно задавать длительность выходных импульсов. Вместо логических элементов И—НЕ могут быть исполь-



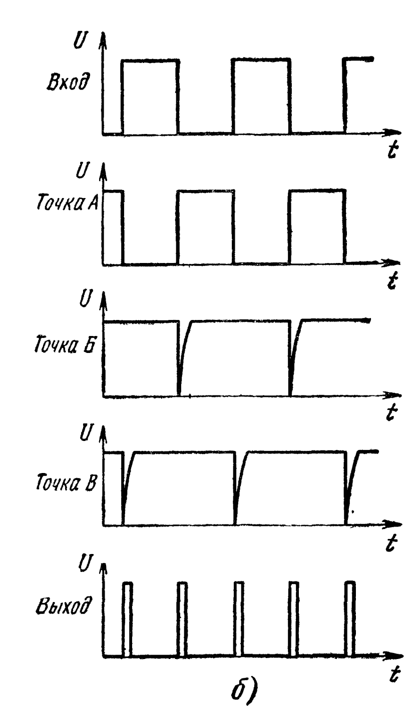


Рис. 3.18. Удвоитель частоты следования импульсов на логических элементах КМОП:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

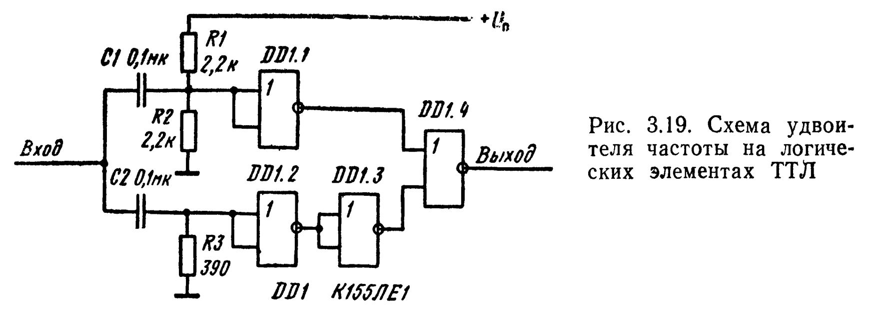


Рис. 3.19. Схема удвоителя частоты на логических элементах ТТЛ

зованы элементы ИЛИ—НЕ. В этом случае выводы резисторов R1 и R2, соединенные с плюсовым проводом питания, следует подсоединять к общему проводу. Вариант этой схемы для элементов ТТЛ показан на рис. 3.19. Делитель напряжения R1, R2 обеспечивает начальное смешение на входе инвертора DD1.1.

Удвоитель частоты на одном логическом элементе Исключающее ИЛИ и триггере дан на рис. 3.20, *а*. Здесь D-триггер включен как Т-триггер. Кратковременный пик напряжения высокого уровня появляется на выходе логического элемента по каждому фронту и срезу входных импульсов, поскольку на нижнем по схеме входе элемента Исключающее ИЛИ уровень напряжения меняется с каждым переключением триггера.

С равным успехом в этом удвоителе частоты могут быть использованы микросхемы ТТЛ (К155ЛП5 и К155ТМ2) и КМОП (К561ЛП2 и К561ТМ2). Неиспользуемые асинхронные входы S и R у триггера ТТЛ оставляют свободными, а у КМОП — соединяют с общим проводом. Длительность выходных импульсов равна сумме времени задержки распространения в логическом элементе и времени переключения триггера.

Удвоитель частоты по схеме на рис. 3.21 может быть собран как на микросхемах ТТЛ (К155ЛП5, К555ЛП5), так и КМОП (К561ЛП2). Его достоинство — простота управления длительностью выходного импульса в не-

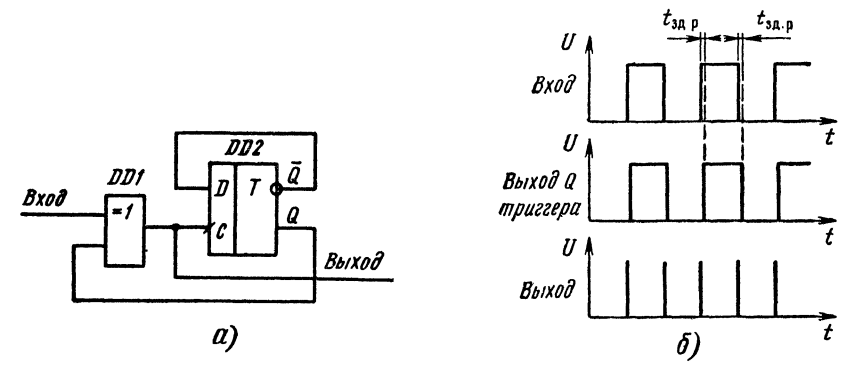


Рис. 3.20. Удвоитель частоты следования импульсов на триггере и логическом элементе Исключающе ИЛИ:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

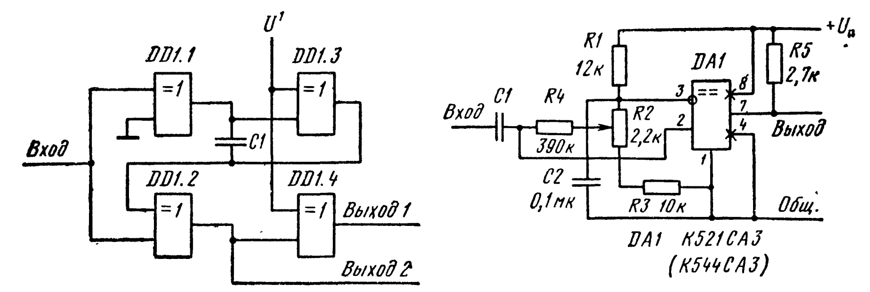


Рис. 3.21. Схема формирователя-удвоителя частоты на логических элементах Исключающее ИЛИ

Рис. 3.22. Схема формирователя прямоугольных импульсов на компараторе напряжения

которых пределах подборкой конденсатора C1. Для задания высокого логического уровня на верхнем по схеме входе элементов DD1.3 и DD1.4 при применении микросхем ТТЛ эти входы следует подключить к проводу питания через резистор сопротивления 1...3 кОм, а для микросхем структуры КМОП — без резистора. Импульсы на обоих выходах взаимоинверсны. Ориентировочная длительность выходных импульсов в зависимости от емкости конденсатора C1 такова: для микросхемы К155ЛП5 при C1 = 1000 пФ $\tau_{вых} \approx 70$ нс, для микросхемы К561ЛП2 при C1 = 1000 пФ $\tau_{вых} \approx 2{,}2$ мкс (при $U_п = 5$ В) и $\tau_{вых} \approx 900$ нс (при $U_п = 12$ В).

3.6. Преобразование формы импульсов

Формирование прямоугольных импульсов с крутым фронтом и срезом из импульсов другой формы, а также из аналоговых сигналов, в отличие от ранее рассмотренных узлов, выполняют с помощью регенеративных устройств. Поскольку амплитуда напряжения на входе такого формирователя может быть мала (например, сигнал от датчика) или, наоборот, велика и знакопеременна, при выборе схемы следует учитывать ее усилительные и ограничительные свойства.

Хорошее формирование прямоугольных импульсов можно обеспечить с помощью аналоговых компараторов напряжения. Их достоинство: высокая чувствительность с возможностью ее регулирования, большая крутизна фронта и среза выходных импульсов, возможность стробирования, т. е. включения на нужное время, что важно в условиях помех. Схема простого формирователя на универсальном компараторе показана на рис. 3.22. Переменный резистор R2 служит для регулирования чувствительности. Поскольку в отсутствие входных сигналов напряжение на инвертирующем входе выше, на выходе будет напряжение низкого уровня. Когда мгновенное значение входного напряжения в сумме с напряжением смещения превысят напряжение на инвертирующем входе, на выходе скачком появится напряжение высокого уровня. Состояние это сохраняется, пока входное напряжение не уменьшится ниже напряжения на инвертирующем входе.

Этот формирователь работает с усилением. Минимальное значение входного сигнала, при котором происходит надежное срабатывание, около 15 мВ.

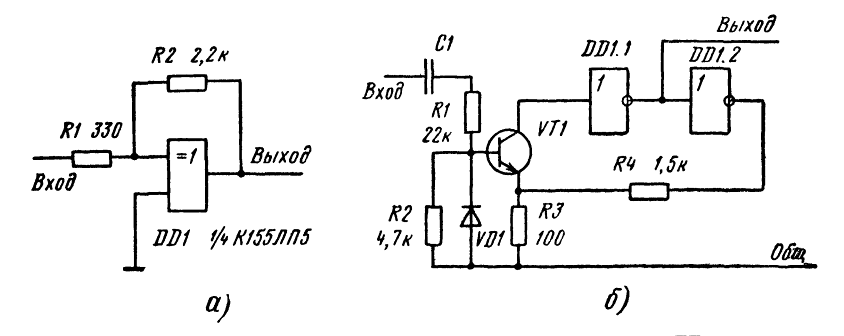


Рис. 3.23. Схемы формирователей на логических элементах ТТЛ:
а — Исключающее ИЛИ; *б* — на двух инверторах и транзисторе

Высокую чувствительность без особой надобности не устанавливают, чтобы не происходило случайных срабатываний под действием помех.

В качестве преобразователей подобного рода часто применяют триггеры Шмитта К155ТЛ2, К555ТЛ2, К561ТЛ1 и другие, а также собранные на операционных усилителях и на транзисторах. Последние применяют тогда, когда параметры универсальных триггеров (чувствительность, ширина области гистерезиса, выходные уровни напряжения и др.) по каким-либо причинам не удовлетворяют разработчика. Как пример на рис. 3.23, *а* и *б* представлены две схемы формирователей, собранных на универсальных логических элементах. Первый из них представляет собой разновидность триггера Шмитта. Формирователь на второй схеме находит применение, когда входной сигнал нуждается в усилении. Транзистор VT1 должен быть с большим статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э} \geqslant 1000$. Отношение сопротивлений резисторов R1/R2 определяет чувствительность формирователя — чем оно меньше, тем выше чувствительность.

Один из наиболее частых видов формирования — преобразование синусоидального напряжения в непрерывную последовательность прямоугольных импульсов. Для этой цели служит формирователь на триггере Шмитта (рис. 3.24). Резистивный делитель напряжения на входе триггера DD1 создает начальное смещение $U_п/2$, которое обеспечивает равенство длительностей выходных импульсов и пауз между ними, т. е. скважность $Q=2$. Конденсатор C1 препятствует нарушению режима триггера Шмитта по постоян-

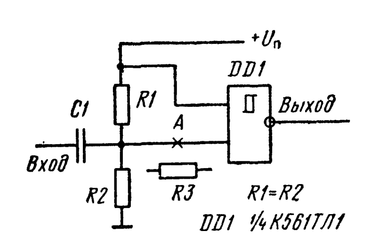


Рис. 3.24. Схема преобразователя синусоидального напряжения в последовательность прямоугольных импульсов

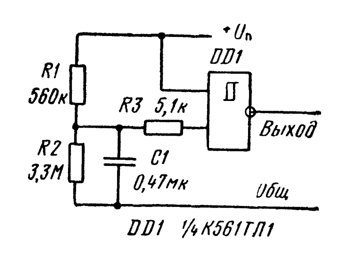


Рис. 3.25. Схема формирователя прямоугольного импульса при включении питающего напряжения

ному току. Если амплитуда входного напряжения превышает напряжение питания, в разрыв провода в точке А следует включить резистор R3 сопротивлением 1...4,7 кОм. Его назначение — ограничивать ток через диоды входной резисторно-диодной цепи триггера.

Закончим главу рассмотрением схемы простого формирователя на триггере Шмитта структуры КМОП. На выходе его (рис. 3.25) возникает прямоугольный импульс при включении напряжения питания. Назначение этого импульса — устанавливать в исходное состояние (обычно нулевое) различные узлы аппаратуры — триггеры, регистры, счетчики, запоминающие устройства. Без такой предварительной установки сигналы на выходах упомянутых узлов при включении питания принимают произвольные значения.

Действие формирователя определяется интегрирующей цепью на входе. При включении питания конденсатор разряжен, на выходе элемента DD1.1— напряжение высокого уровня, которое сохраняется, пока происходит зарядка конденсатора. Когда напряжение на входе элемента достигнет значения $U_{пор}$, произойдет переключение и напряжение на выходе упадет до нуля. При указанных на схеме номиналах компонентов длительность выходного импульса $\tau_и \approx 0,2$ с.

Вместо триггера Шмитта в этой схеме можно также применить логический элемент И—НЕ (микросхема К561ЛА7).

4. ОДНОВИБРАТОРЫ

4.1. Общие соображения

Одновибратор (ждущий мультивибратор, моновибратор) — устройство, предназначенное для генерации одиночных прямоугольных импульсов заданной длительности и амплитуды под действием внешних сигналов. Для него, в отличие от формирователя, характерно наличие цепи положительной обратной связи, обеспечивающей регенеративное (лавинообразное) развитие процессов переключения. Этим достигается бóльшая крутизна фронтов выходных импульсов, их стабильность и лучшая устойчивость к дестабилизирующим факторам. Времязадающая (хронирующая) цепь — конденсатор и резистор либо линия задержки — непременная принадлежность каждого одновибратора.

До поступления запускающего сигнала одновибратор находится в исходном невозбужденном состоянии. С его приходом выходное напряжение скачком меняет свой уровень и в самой схеме начинается сравнительно медленный переходный процесс, который обеспечивает в определенный момент обратный скачок уровня выходного напряжения, после которого восстанавливается исходное устойчивое состояние. Меняя параметры времязадающей цепи (сопротивление резистора, емкость конденсатора), можно регулировать длительность выходных импульсов.

В зависимости от схемного исполнения одновибратор можно запускать либо фронтом (положительным перепадом), либо срезом (отрицательным перепадом) входного сигнала.

Поведение одновибратора при разных соотношениях между длительностью запускающего и выходного импульсов также определяется схемным

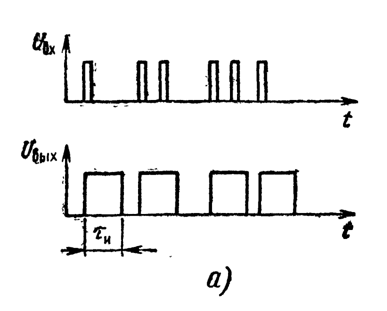
решением. Здесь возможны два варианта. Так называемые укорачивающие одновибраторы после срабатывания не реагируют на входной импульс, даже если он превышает длительность выходного. Для нормальной работы одновибраторов-расширителей требуется, чтобы входной импульс был короче выходного. В противном случае выходной импульс будет равен по длительности входному.

В составе развитых серий микросхем ТТЛ и КМОП-структуры выпускают готовые одновибраторы, для работы которых требуется только внешняя времязадающая RC-цепь. Кроме того, одновибраторы часто собирают на основе триггеров в микросхемном исполнении, а также из логических элементов И—НЕ, ИЛИ—НЕ. В последнем случае обычно обходятся двумя — четырьмя элементами из одного корпуса. Поскольку в одновибраторах эти элементы выполняют свои прямые логические функции, некоторые схемные решения допускают реализацию как на микросхемах ТТЛ, так и КМОП, хотя специфика каждого вида логики накладывает, естественно, свои ограничения.

Одновибраторы могут быть реализованы и на операционных усилителях и компараторах напряжения. Их применение оправдано, когда позволяет режим питания и в других узлах устройства использованы подобные микросхемы.

В зависимости от схемотехнического решения процесс формирования выходного импульса может происходить в ходе зарядки либо разрядки конденсатора времязадающей цепи. После окончания выходного импульса требуется еще некоторое время (обычно существенно меньшее длительности импульса), в течение которого напряжение на конденсаторе возвращается к исходному уровню ($U_C \approx 0$ либо $U_C \approx U_п$). Этот отрезок времени (время восстановления $t_{вос}$) следует принимать во внимание, когда период запускающих импульсов $T_{зап}$ немногим больше длительности выходных $\tau_и$.

Если период запускающих импульсов короче длительности импульсов выходного напряжения, т. е. $T_{зап} < \tau_и$, поведение одновибратора определяется схемным решением. Здесь возможны два случая. В первом — сразу после запуска узел формирования отключается от выхода и последующие пусковые импульсы не воздействуют на одновибратор до окончания выходного импульса и восстановления исходного состояния. Это так называемый одиночный запуск (рис. 4.1, *а*). От него отличается режим повторного запуска, суть которого состоит в том, что если на вход уже возбужденного



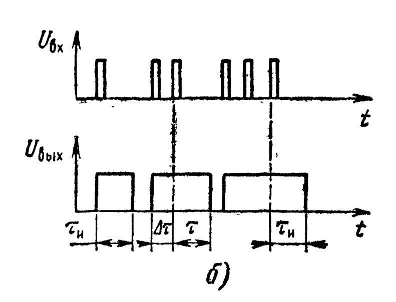


Рис. 4.1. Временные диаграммы работы одновибратора:
а — с одиночным запуском; *б* — с повторным запуском

одновибратора поступает новый импульс запуска, то одновибратор как бы начинает новый цикл генерации, в результате чего продолжительность выходного импульса увеличивается до $\tau'_и = T_{зап} + \tau_и$ (рис. 4.1, *б*). При многократных повторных запусках такой одновибратор возвращается в исходное состояние только после последнего импульса на входе спустя отрезок времени, равный $\tau_и$.

Режим повторного запуска расширяет функциональные возможности одновибраторов. Одновибраторы с повторным запуском используют, в частности, для выявления нарушений в работе сложных систем, связанных с пропаданием или задержкой импульсов в последовательности, появлением лишних импульсов и т. д.

4.2. Одновибраторы — микросхемы ТТЛ

Одновибраторы — самостоятельные изделия, имеются в составе нескольких серий микросхем. Каждая микросхема представляет собой законченный функциональный узел (некоторые содержат в одном корпусе по два независимых одновибратора), за исключением времязадающей цепи, состоящей из внешних резистора и конденсатора. Такие одновибраторы совместимы по входным и выходным уровням напряжения с другими микросхемами серии.

Преимущество микросхемных одновибраторов перед собранными из дискретных транзисторов или логических элементов состоит не только в меньшем числе навесных деталей и внешних соединений, но и в более широких функциональных возможностях и лучшей стабильности выходных импульсов при изменении питающего напряжения и температуры окружающей среды.

В рамках ТТЛ в разных сериях выпускаются две разновидности одновибраторов. Микросхема К155АГ1 помимо собственно одновибратора содержит входной логический элемент и триггер Шмитта (рис. 4.2), что придает ей универсальные свойства. По принципу действия это одновибратор с однократным запуском (рис. 4.1, *а*). Таблица переключений (табл. 4.1) характеризует его работу при разных комбинациях входных сигналов.

Таблица 4.1. **Таблица переключений одновибратора К155АГ1**

Вход			Выход		Примечание	Вход			Выход		Примечание
A1	A2	B	Q	$\bar{Q}$		A1	A2	B	Q	$\bar{Q}$	
L	×	H	L	H	Устойчивое состояние	H	¯|_	H	_П_	¯⊔¯	Запуск
×	L	H	L	H		¯|_	H	H	_П_	¯⊔¯	
×	×	L	L	H		¯|_	¯|_	H	_П_	¯⊔¯	
H	H	×	L	H		L	×	_|¯	_П_	¯⊔¯	
						×	L	_|¯	_П_	¯⊔¯	

Примечание. H — высокий уровень напряжения; L — низкий уровень напряжения, X — любой уровень напряжения (высокий или низкий); _|¯ — положительный перепад напряжения; ¯|_ — отрицательный перепад напряжения; _П_ — один импульс высокого уровня. ¯⊔¯ — один импульс низкого уровня.

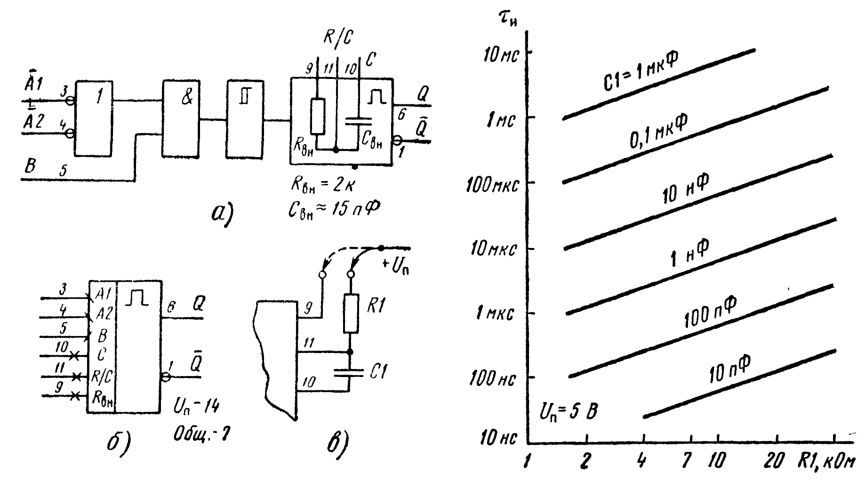


Рис. 4.2. Микросхема К155АГ1:
а — логическая структура; *б* — условное графическое обозначение; *в* — способ подключения RC-цепи

Рис. 4.3. Номограмма для определения длительности выходных импульсов одновибратора К155АГ1

Длительность генерируемого импульса задает RC-цепь. Резистором ее может служить либо внутренний резистор $R_{вн}=2$ кОм, либо навесной, сопротивление которого может быть в пределах от 2 до 40 кОм. Конденсатор — навесной, допустимые пределы для емкости 10 пФ...10 мкФ. Когда к стабильности импульсов не предъявляют высоких требований, можно использовать конденсатор емкостью до 1000 мкФ. Длительность импульсов выходного напряжения описывает простая формула:

$$\tau_и \approx RC\ln 2 \approx 0{,}7RC, \qquad (4.1)$$

где C в нанофарадах; R в килоомах; $\tau_и$ в микросекундах. Расчет длительности импульсов можно выполнить по номограмме (рис. 4.3).

Время восстановления исходного состояния одновибратора после окончания выходного импульса зависит от параметров времязадающей цепи. Для устойчивой и стабильной работы длительность выходного импульса должна удовлетворять условию $\tau_и < 0{,}67T_{зап}$ при $R=2$ кОм и $\tau_и < 0{,}9T_{зап}$ при $R < 40$ кОм, где $T_{зап}$ — период запускающих импульсов.

Микросхему К155АГ1 можно применять как генератор весьма коротких импульсов ($\tau_и=30...35$ нс) и без навесных деталей, если в роли времязадающей цепи использованы внутренний резистор и паразитная емкость между выводами.

Запускать одновибратор, как следует из таблицы переключений, можно или по срезу запускающего импульса на одном из входов (A1 либо A2) при условии, что на входе B действует высокий уровень, или по фронту этого импульса, поданного на вход B, при условии, что к любому из входов A1 и A2 (или к обоим) приложено напряжение низкого уровня (рис. 4.4). Вход B, таким образом, может служить в качестве разрешающего.

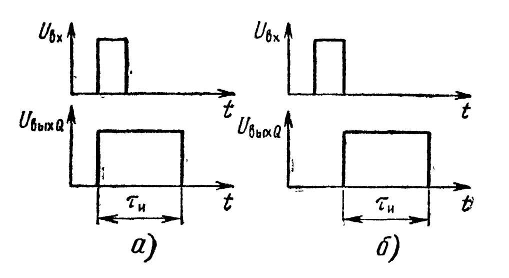


Рис. 4.4. Положение выходного импульса относительно входного при запуске одновибратора К155АГ1 по разным входам:

а — по входу В (напряжение низкого уровня хотя бы на одном из входов А); *б* — по входу А1 или А2 (на входе В — напряжение высокого уровня)

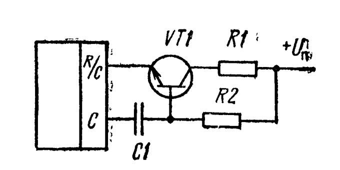


Рис. 4.5. Транзистор в роли внешнего резистора

Крутизна перепада напряжения на входах А1 и А2 должна превышать 1 В/мкс. По входу В, связанному с триггером Шмитта, срабатывание происходит при определенном уровне входного напряжения и непосредственно длительностью фронта или среза не связано. Уверенный запуск обеспечен в тех случаях, когда крутизна входных перепадов превышает 1 В/с при типичной помехоустойчивости 1,2 В.

Способ подключения времязадающей цепи к микросхеме К155АГ1 показан на рис. 4.2, *в*. Максимальная длительность выходных импульсов с учетом допустимых значений R1 = 40 кОм и C1 = 1000 мкФ будет составлять согласно (4.1): $\tau_и = 0{,}7 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} = 0{,}7 \cdot 40 = 28$ с.

Для выходных импульсов повышенной деятельности (секунды и десятки секунд) для избавления от громоздких конденсаторов большой емкости, обладающих к тому же заметной утечкой, можно собрать RC-цепь по схеме с дополнительным транзистором (рис. 4.5). Маломощный кремниевый n-p-n-транзистор должен иметь статический коэффициент передачи тока $h_{21э} \geqslant 100$ и обратный ток коллектора $I_{ко} < 1$ мкА. Сопротивление резистора R1 может быть в пределах 5...30 кОм. Для резистора R2 допустимые значения 10 кОм $\leqslant R2 \leqslant 0{,}7 h_{21э} R1$, но не более 2 мОм. Поскольку параметры транзистора зависят от температуры среды, длительность выходного импульса также имеет температурную зависимость. Разброс параметров отдельных экземпляров транзисторов также влияет на точность выходного импульса.

При монтаже микросхемы следует учитывать, что выводы для подключения времязадающей цепи связаны с внутренними аналоговыми элементами и поэтому чувствительны к внешним воздействиям. Для уменьшения влияния помех рекомендуется размещать времязадающую цепь возможно ближе к этим выводам, а также подключать развязывающий конденсатор емкостью 0,1...1 мкФ непосредственно к выводам питания микросхемы.

Микросхема К155АГ3, а также сходная с ней по устройству К555АГ3, содержит два одинаковых по параметрам одновибратора, связанных только общим питанием. Условное изображение микросхемы и логическая структура одного вибратора показаны на рис. 4.6.

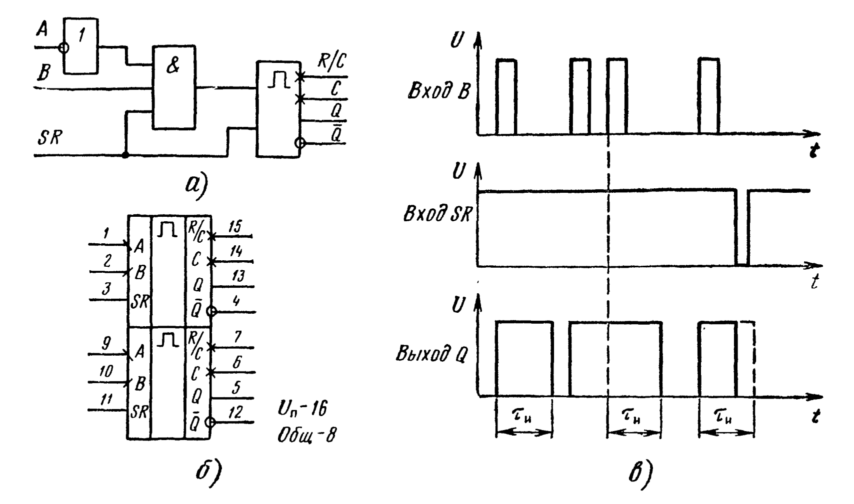


Рис. 4.6. Микросхема К155АГ3:

а — логическая структура одного одновибратора; *б* — условное графическое обозначение; *в* — временные диаграммы работы (управления по входу В и входу SR)

В отличие от одновибратора К155АГ1 одновибраторы микросхемы К155АГ3 и К555АГ3 могут работать в режиме повторного запуска и допускают прерывание выходного импульса.

Запускать одновибратор можно как фронтом (со входа В), так и срезом (со входа А) входного импульса. Вход SR может быть использован для запуска или прерывания выходного импульса согласно таблице переключений (табл. 4.2).

Таблица 4.2. **Таблица переключений одновибратора микросхем Д155АГ3 и К555АГ3**

Вход			Выход		Примечание
SR	A	B	Q	Q̄	
L	×	×	L	H	Устойчивое состояние
×	H	×	L	H	
×	×	L	L	H	
H	L	_|‾	_П_	‾⊔‾	Запуск
H	‾|_	H	_П_	‾⊔‾	
_|‾	L	H	_П_	‾⊔‾	
‾|_	×	×	L	H	Прерывание (сброс)

Таблица 4.3. **Таблица переключений микросхемы К561АГ1**

Вход			Выход		Режим
SR	A	B̄	Q	Q̄	
×	H	×	L	H	Устойчивое состояние
×	×	L	L	H	
H	_|‾	H	_П_	‾⊔‾	Запуск
H	L	‾|_	_П_	‾⊔‾	
L	×	×	L	H	Прерывание (сброс)

Действие прерывающего импульса иллюстрирует рис. 4.6, *в*. С приходом на вход SR импульса низкого уровня формирование импульса одно-

вибратором прекращается и на выходе Q устанавливается низкий уровень.

Для микросхемы К155АГ3 емкость времязадающего конденсатора C1 не лимитирована. Сопротивление времязадающего резистора R1 может быть в пределах от 5 до 50 кОм. Длительность импульсов выходного напряжения (без повторного запуска) при $C1 > 1000$ пФ можно определить по формуле:

$$\tau_и = 0{,}28 R1 C1 (1 + 0{,}7/R1), \qquad (4.2)$$

где C1 — в пикофарадах; R1 — в килоомах; $\tau_и$ — в наносекундах.

Расчет упрощается, если воспользоваться номограммой на рис. 4.7.

Рекомендуемые способы подключения времязадающей цепи к одновибраторам микросхемы К155АГ3 показаны на рис. 4.8. Типовой является схема на рис. 4.8, *а*, второй же вариант применяют, когда в цепи используют оксидный конденсатор, для которого обратное допустимое напряжение $U_{обр} \leqslant 1$ В.

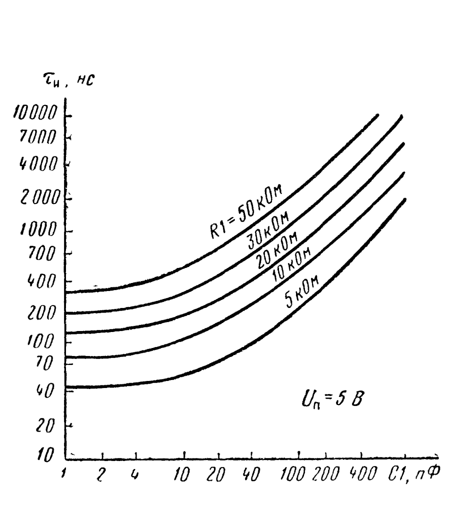
Для схемы с диодом расчетная формула длительности выходного импульса имеет вид

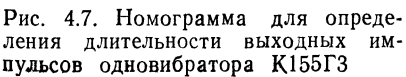
$$\tau_и = 0{,}25 R C1 (1 + 0{,}7/R1). \qquad (4.3)$$

При использовании одновибратора К555АГ3 следует учитывать некоторые его отличия от К155АГ3. Максимально допустимое значение сопротивления резистора R1 для К555АГ3 больше: до 200 кОм. Времязадающую цепь включают только по схеме на рис. 4.8, *а*. Длительность выходных импульсов для $C1 \geqslant 1000$ пФ следует определять по формуле

$$\tau_и \approx 0{,}45 R1 C1. \qquad (4.4)$$

Способ увеличения временно́й выдержки включением дополнительного транзистора, как показано на рис. 4.5, пригоден и для одновибраторов группы АГ3.




Рис. 4.7. Номограмма для определения длительности выходных импульсов одновибратора К155Г3

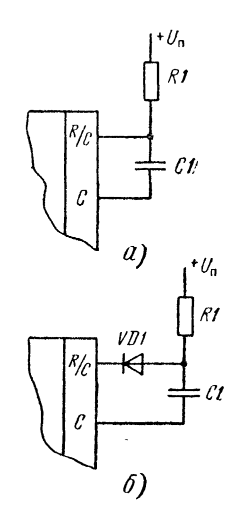


Рис. 4.8. Способы подключения RC-цепи к одновибратору К155АГ3 (VD1 — кремниевый импульсный диод)

4.3. Одновибраторы — микросхемы КМОП

Микросхема К561АГ1 в функциональном отношении близка к К155АГ3 и К555АГ3. Она также содержит два одновибратора, каждый из которых имеет три входа и два взаимно инверсных выхода (рис. 4.9, *а*). Их запуск возможен как фронтом входного импульса, так и его срезом. Формирование выходного импульса в любой момент может быть прервано путем подачи сигнала низкого уровня на вход SR. Переключательные свойства микросхемы К561АГ1 поясняет табл. 4.3.

Для правильной работы одновибратора на все неиспользуемые входы следует подавать напряжения определенного уровня. У неиспользуемого одновибратора микросхемы вывод R/C следует подключить через внешний резистор сопротивлением более 1 кОм к плюсовому проводу питания.

По способу включения времязадающей RC-цепи эти одновибраторы немного отличаются от рассмотренных ранее. Одну из обкладок конденсатора здесь соединяют с общим проводом, что способствует большей помехоустойчивости. Ограничений на емкость этого конденсатора нет, но его сопротивление утечки должно быть очень большим, как минимум в 10...100 раз больше, чем сопротивление резистора RC-цепи. Поскольку эта микросхема выполнена на полевых транзисторах, имеющих очень большое входное сопротивление, верхний предел сопротивления этого резистора не ограничен. Минимальное значение сопротивления 1 кОм.

Практически одновибратор К561АГ1 может генерировать выходные импульсы длительностью от сотен наносекунд до нескольких минут.

Рассчитать длительность импульсов выходного напряжения можно по приближенной формуле (при $C1 > 0{,}01$ мкФ):

$$\tau_и \approx 0{,}5 R1 C1 \qquad (4.5)$$

либо по номограмме на рис. 4.10.

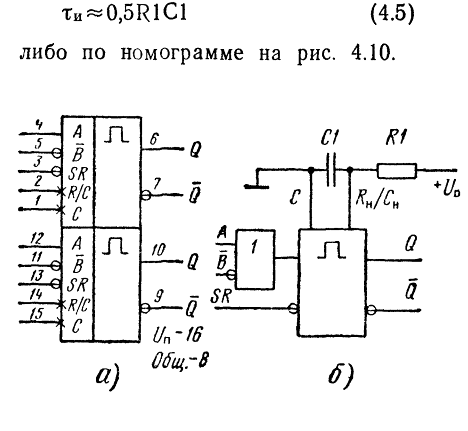


Рис. 4.9 Микросхема К561АГ1:
а — условное графическое обозначение; *б* — структурная схема одновибратора

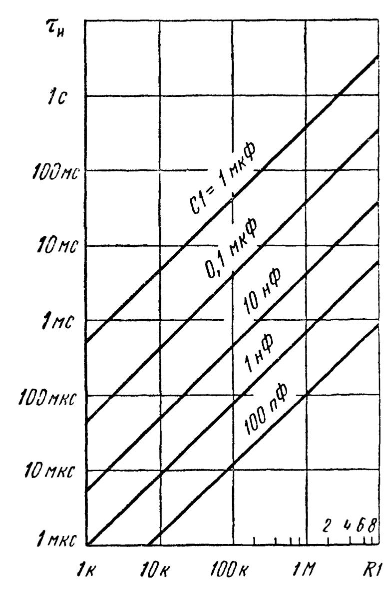
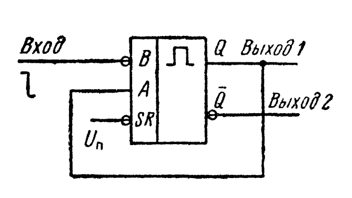


Рис. 4.10. Номограмма для определения длительности выходных импульсов одновибратора К561АГ1

Рис. 4.11. Одновибратор с повторным запуском в режиме однократного запуска (на примере микросхемы К561АГ1)

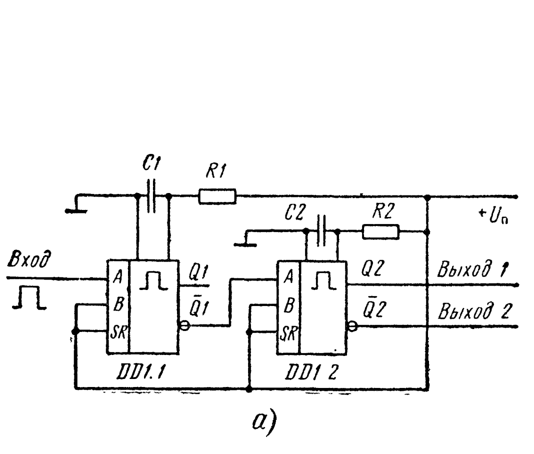


Длительность выходного импульса мало зависит от напряжения питания. Его изменение в пределах от 5 до 15 В изменяет длительность не более чем на 5%. Объясняется это тем, что порог переключения транзисторов микросхем КМОП смещается пропорционально изменению напряжения питания.

Для того чтобы получить одновибратор с однократным запуском, нужно соединить один из его выходов со входом (рис. 4.11).

Если выходы микросхемы К561АГ1 нагружены внешними устройствами, выходной ток не должен быть более 0,5 мА при $U_п=5$ В; 1,3 мА при $U_п=10$ В и 3,4 мА при $U_п=15$ мА.

Наличие нескольких управляющих входов у рассмотренных одновибраторов дает разработчику дополнительные возможности их практического использования. Как пример рис. 4.12 иллюстрирует прием создания временно́й задержки генерируемого импульса относительно фронта входного импульса. От входного импульса запускаются последовательно два одновибратора. Первый генерирует импульс, длительность которого определяет время задержки выходного. В момент окончания этого импульса от перепада напряжения срабатывает второй одновибратор, который генерирует собственно выходной импульс (рис. 4.12, б). Это устройство можно исполь-



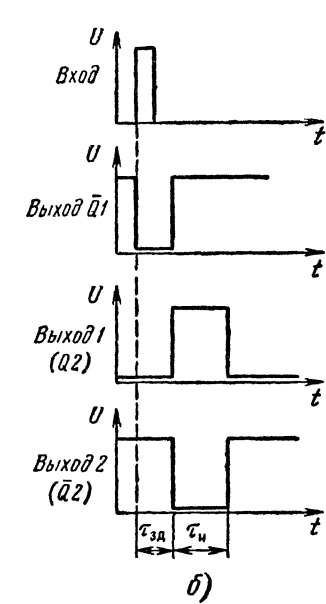


Рис. 4.12. Способ создания временно́й задержки выходного импульса относительно фронта входного на одновибраторе К561АГ1:

а — схема включения; *б* — временные диаграммы

зовать также в качестве генератора двух независимых последовательных импульсов. Сходным образом временную задержку можно получить и на одновибраторах ТТЛ.

Если в рассмотренном устройстве один из выходов второго одновибратора соединить с соответствующим входом первого, возникнет самовозбуждение с периодом $T_г = \tau_{и1} + \tau_{и2}$. Подробнее этот вопрос рассмотрен в гл. 5.

4.4. Таймер КР1006ВИ1 в роли одновибратора

Хорошими эксплуатационными свойствами обладает одновибратор на основе таймера КР1006ВИ1. Погрешность формирования временных интервалов такого одновибратора $\Delta\tau_и \leqslant 0{,}5\%$. Типовая схема, по которой чаще всего собирают одновибратор, показана на рис. 4.13. Элементы R1, C1 составляют времязадающую цепь. Конденсатор C2 страхует компаратор DA1 таймера (см. рис. 2.29) от случайных срабатываний под влиянием внешних помех и пульсаций напряжения питания, когда напряжение между выводами 5 и 6 мало.

На входе (вывод 2) таймера в исходном положении присутствует напряжение высокого уровня, на выходе от $U_{вых}=0$. Транзистор VT1 таймера при этом открыт и шунтирует конденсатор C1. Одновибратор запускают отрицательным перепадом напряжения. Как только входной сигнал станет $U_{вх} \leqslant 1/3U_{пит}$, срабатывает компаратор DA2 и вызывает переключение триггера. На выходе устройства возникает высокий уровень, транзистор VT1 закрывается, обеспечивая возможность заряда конденсатора C1 через резистор R1. Выходной импульс длится до тех пор, пока напряжение на конденсаторе C1 не достигнет напряжения на выводе 5. В этот момент сработает компаратор DA1, который возвратит триггер в исходное состояние. Транзистор VT1 откроется, и конденсатор C1 быстро разрядится. Время

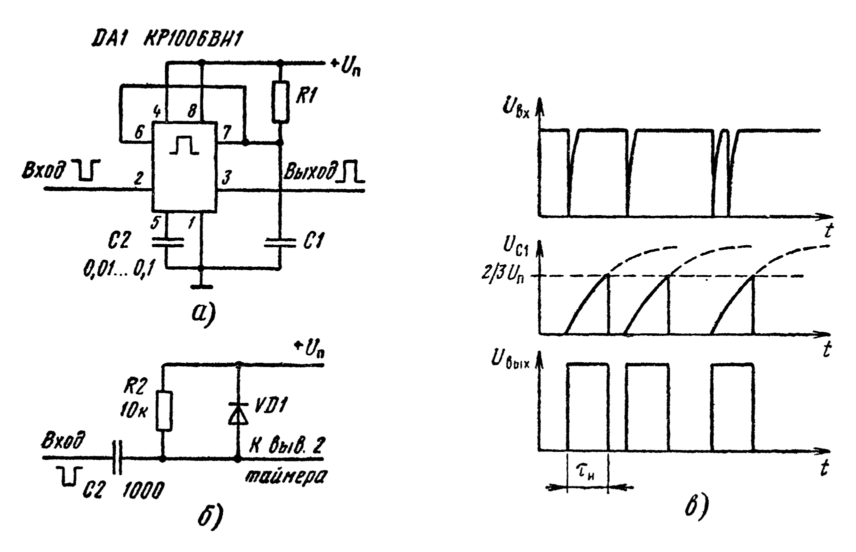


Рис. 4.13. Одновибратор на микросхеме КР1006ВИ1:
а — принципиальная схема; *б* — схема входной дифференцирующей цепи; *в* — временные диаграммы

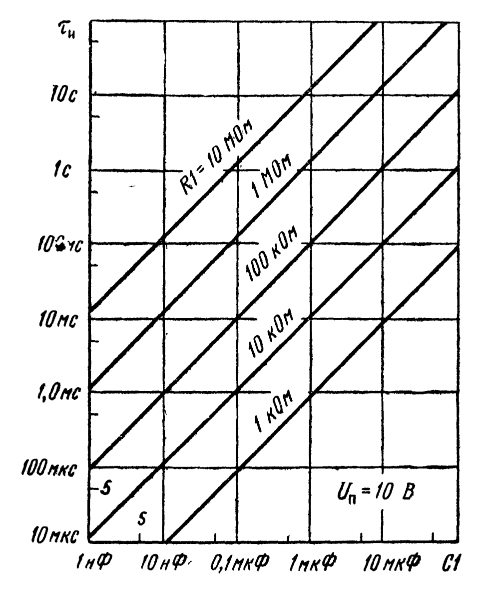


Рис. 4.14. Номограмма для определения длительности выходных импульсов одновибратора на микросхеме КР1006ВИ1

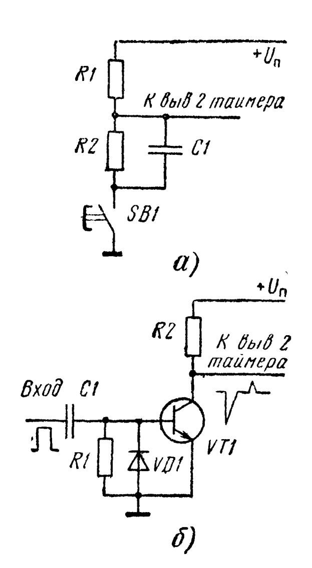


Рис. 4.15. Схема узла запуска одновибратора на микросхеме КР1006ВИ1:

а — от кнопки; *б* — импульсом высокого уровня

формирования выходного импульса равно, таким образом, интервалу между срабатыванием обоих компараторов.

Длительность выходного импульса

$$\tau_и = R1C1\ln 3 \approx 1{,}1R1C1. \qquad (4.6)$$

Как следует из этой формулы, напряжение питания не влияет на длительность формируемого импульса. Объясняется это тем, что при изменении питающего напряжения пропорционально меняется и порог срабатывания компаратора.

Номограмма на рис. 4.14 упрощает выбор оптимальных значений компонентов времязадающей цепи.

Пусковой импульс должен быть короче выходного. Новый запускающий импульс, пришедший во время формирования выходного, не изменяет состояния одновибратора. Если вход таймера надо отделить по постоянному току от выхода предыдущего узла, можно воспользоваться дифференцирующей цепью R2, C2 с диодом VD1, как показано на рис. 4.13, *б*.

Минимальная длительность выходного импульса обусловлена быстродействием элементов таймера и равна примерно 10 мкс. Максимальная длительность ограничена, главным образом, сопротивлением утечки конденсатора C1. Для устойчивой работы надо, чтобы $R_{ут} \geqslant 50R1$. Кроме того, даже при высоком качестве конденсатора C1 сопротивление зарядного резистора R1 не должно быть слишком большим, чтобы было обеспечено существенное превышение зарядного тока над входным током самой микросхемы (менее 0,5 мкА). Минимальное сопротивление резистора R1 ограничено до-

пустимым током открытого транзистора VT1 ($I_{max}=100$ мА). Рекомендуемое сопротивление резистора R1 находится в пределах 1 кОм...10 МОм.

Вывод 4 — вход «Прерывание» — служит для установки состояния $U_{вых}=0$ независимо от напряжения на выводах 6 и 7. При $U_{вх}\geqslant 1$ В этот вход не влияет на работу таймера. В одновибраторе по схеме на рис. 4.13, *а* вход прерывания не используется и поэтому соединен с плюсовым проводом питания. Для досрочного прекращения выходного импульса на вывод 4 следует подать импульс низкого уровня.

Одновибратору можно придать дополнительные возможности, немного усложнив схему. На рис 4.15, *а* показан способ запуска, нажатием на кнопку. Узел с дополнительным транзистором VT1 (рис. 4.15, *б*) позволяет запускать одновибратор импульсами высокого уровня. Транзистор VT1 — любой маломощный со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}\geqslant 50$. Диод VD1 нужен тогда, когда входное напряжение превышает допустимое значение обратного напряжения эмиттерного перехода транзистора. Этот одновибратор можно использовать и как управляемый генератор пилообразного напряжения, если выходное напряжение снимать с вывода 7 таймера. Напряжение прямого хода будет при этом представлять собой отрезок экспоненты на участке от 0 до $2/3U_п$.

Пилообразное напряжение с хорошей линейностью получится, если зарядной резистор заменить генератором постоянного тока (рис. 4.16). Параметры цепи здесь можно определить из следующих соотношений:

$$U_C=Q/C,$$

где Q — электрический заряд на конденсаторе. Поделив обе части равенства на длительность импульса, получим:

$$U_C/\tau_и=Q/(C\tau_и),$$

здесь $U_C/\tau_и$ — крутизна прямого хода (рис. 4.16, *б*), а $Q/\tau_и=I_c$ — зарядный ток конденсатора. Поскольку ток зарядки постоянен, то и крутизна S постоянна:

$$S=I_C/C. \qquad (4.7)$$

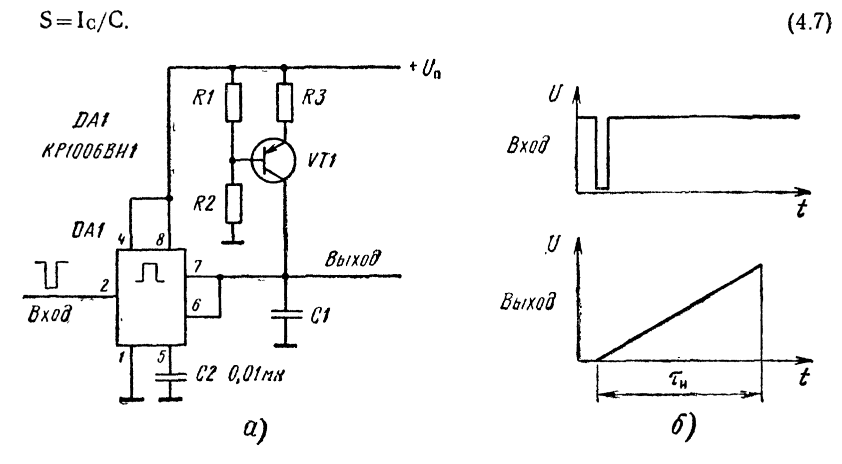


Рис. 4.16. Схема одновибратора в роли генератора линейного напряжения

Для расчета генератора следует задаться крутизной подъема импульса и током зарядки (расчет дан на с. 14, рис. 1.12) и затем определить емкость конденсатора либо по емкости найти ток [36].

4.5. Одновибраторы на основе триггеров

Для построения одновибраторов можно использовать также триггеры разных типов, имеющие входы для принудительной установки их в нулевое и единичное состояние.

Схема одновибратора на одном триггере микросхемы К561ТР2 показана на рис. 4.17. В исходном состоянии на выходе — низкое напряжение, конденсатор С1 разряжен. Импульс высокого уровня на входе S переключает триггер, на выходе появляется высокий уровень и начинается зарядка конденсатора С1. При достижении напряжения на входе R примерно $0{,}5U_п$ происходит обратное переключение триггера. Конденсатор С1 быстро разряжается через диод VD1 и выходную цепь триггера, после чего одновибратор готов к новому запуску. С достаточной для практических целей точностью длительность выходных импульсов может быть определена как $\tau_и = 0{,}7\,R1C1$. При использовании триггеров данной микросхемы входной импульс должен быть короче выходного.

Нижний предел сопротивления резистора R1 (20 кОм) обусловлен допустимым значением выходного тока триггера.

Диод VD1, через который разряжается конденсатор С1, нужен лишь в том случае, когда требуется малое время восстановления. Если период следования запускающих импульсов существенно превышает длительность выходных $T_{зап} > 2\tau_и$, то диод VD1 не нужен. Резистор R2, ограничивающий разрядный ток конденсатора, протекающий через выход триггера, необходим, когда емкость конденсатора $C1 \geqslant 0{,}1$ мкФ, а напряжение питания $U_п \geqslant 10$ В.

Триггеры микросхем К561ТМ2 и К561ТВ1, в отличие от микросхемы К561ТР2, имеют по два взаимно инверсных выхода, что дает возможность создавать одновибраторы с выходными импульсами высокого и низкого уровня. Дополнительное достоинство этих триггеров состоит в том, что их можно запускать как по тактовому входу С с управлением по фронту, так и по входам S и R, действующими по уровню. На рис. 4.18 показаны примеры выполнения одновибраторов на этих микросхемах.

Совместным включением двух таких одновибраторов (рис. 4.19) можно создавать временно́й сдвиг выходного импульса относительно фронта запускающего. Действует такое устройство подобно описанному выше для микросхем-одновибраторов, и их временные диаграммы совпадают (см. рис. 4.12, б). В рассматриваемой схеме цепь R1, С1 триггера DD1.1 обеспечивает задержку выходного импульса, а цепь R2, С2 с триггером DD1.2 определяет его длительность. Для быстрого восстановле-

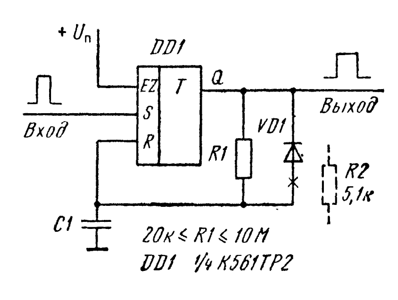


Рис. 4.17. Схема одновибратора на одном RS-триггере КМОП

Рис. 4.18. Схемы одновибраторов на триггерах КМОП:
а — в — на D-триггера (К561ТМ2, К176ТМ2); *г* — на JK-триггере (К561ТВ1, К176ТВ1)

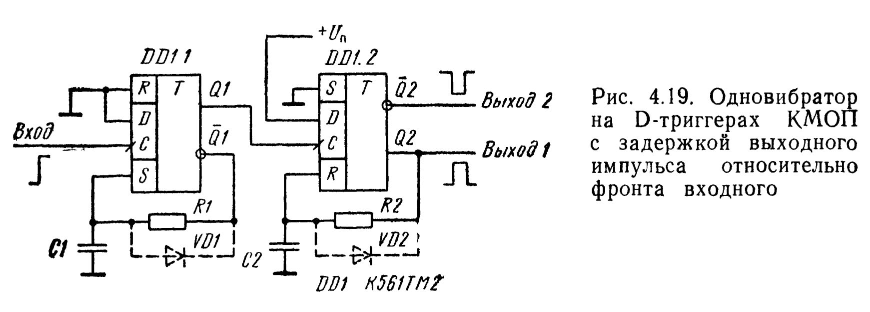


Рис. 4.19. Одновибратор на D-триггерах КМОП с задержкой выходного импульса относительно фронта входного

ния исходного состояния после формирования импульса параллельно резистору R2 (а если надо и R1) ставят диод.

По характеру действия одновибраторы на триггерах относятся к устройствам с однократным запуском: триггер после переключения от первого входного импульса сохраняет свое состояние до обратного переключения. Преобразовать такой одновибратор в устройство с повторным запуском можно, добавив дополнительный транзистор VT1 (рис. 4.20, *а*). Назначение транзистора — разряжать конденсатор C1 во время действия запускающего импульса высокого уровня. Этот транзистор должен иметь статический коэффициент передачи тока $h_{21э} \geqslant 100$, малый обратный ток коллектора и малое напряжение насыщения $U_{нас} \leqslant 0{,}5$ В. Указанным требованием удовлетворяют многие типы маломощных кремниевых транзисторов. Сопротивление резистора R1 зависит от коэффициента $h_{21э}$ транзистора, напряжения питания и максимально допустимого выходного тока предшествующего узла в состоянии высокого выходного уровня.

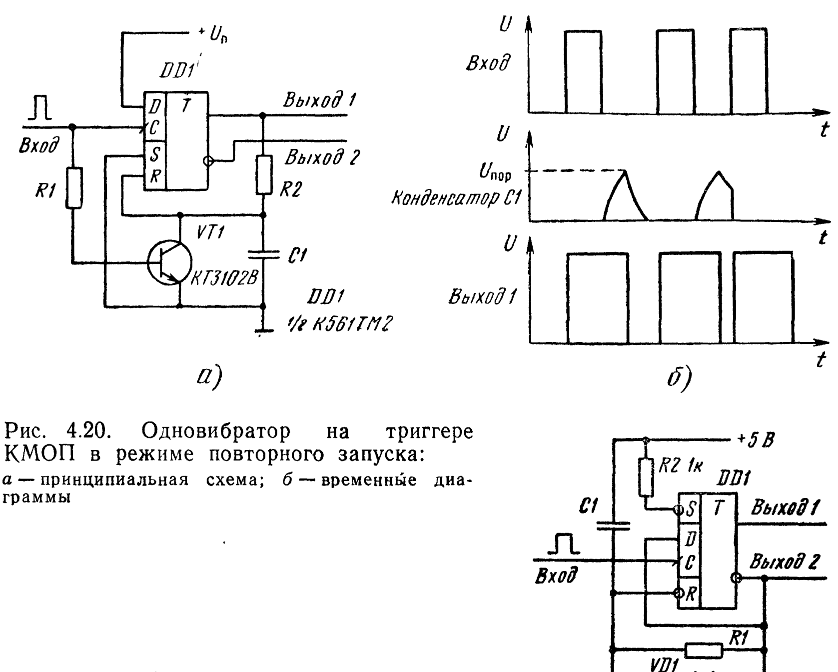


Рис. 4.20. Одновибратор на триггере КМОП в режиме повторного запуска:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Рис. 4.21. Схема одновибратора на D-триггере ТТЛ

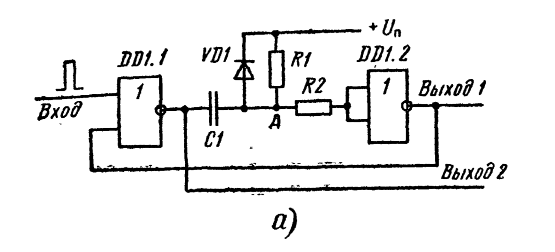
Длительность выходного импульса увеличивается в этом случае на время действия входного сигнала (рис. 4.20, *б*).

Принцип работы одновибраторов на триггерах ТТЛ, в сущности, тот же. Различие состоит только в порядке соединения компонентов, поскольку в этом случае, в отличие от триггеров КМОП, управление по входам S и R осуществляется импульсами низкого уровня (рис. 4.21). Учитывая специфику микросхем ТТЛ, сопротивление резистора R1 можно выбирать только в ограниченных пределах, так как из-за входного тока микросхемы на нем образуется падение напряжения, которое может изменить состояние триггера. Допустимые значения R1 для триггеров К155ТМ2 — от 0,5 до 1,5 кОм, а для К555ТМ2 — от 0,5 до 5,1 кОм.

4.6. Одновибраторы на логических элементах

Главное достоинство одновибраторов, собранных на логических элементах И—НЕ, ИЛИ—НЕ,— простота. Стабильность длительности выходного импульса по напряжению питания и температуре окружающей среды у этих устройств невелика. Кроме того, длительность выходных импульсов для разных экземпляров однотипных микросхем будет неодинаковой, поскольку их параметры могут отличаться от среднего значения.

На рис. 4.22, *а* показана распространенная схема одновибратора на элементах ИЛИ—НЕ структуры КМОП. В исходном состоянии на обоих входах элемента DD1.1 действует напряжение низкого уровня, конденсатор C1 раз-



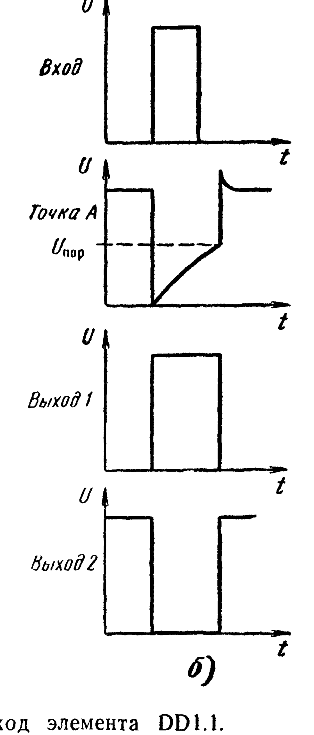


Рис. 4.22. Одновибратор на логических элементах ИЛИ-НЕ КМОП:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

ряжен. На входах элемента DD1.2 — высокий уровень. С приходом запускающего импульса (момент t_1 на рис. 4.2, *б*) напряжение на выходе элемента DD1.1 сменится на низкое. Одновременно упадет и напряжение на входах элемента DD1.2, так как конденсатор C1 разряжен. На выходе одновибратора возникнет напряжение высокого уровня. Это временно устойчивое состояние, не зависящее от входного сигнала, поскольку ни нижнем (по схеме) входе элемента DD1.1 — высокий уровень. Начиная с момента t_1 конденсатор C1 будет заряжаться по цепи: $U_п$ — резистор R1 — конденсатор C1 — выход элемента DD1.1.

Когда на обкладках конденсатора C1 напряжение станет равным пороговому уровню для элемента DD1.2, произойдет новое переключение (предполагается, что пусковой импульс к этому времени окончился), устройство вернется в исходное состояние (момент t_3), а конденсатор C1 быстро разрядится по цепи: диод VD1 — провод питания — выходной транзистор элемента DD1.1. Одновибратор готов к новому запуску. Если пауза между импульсами превышает их длительность, то можно обойтись без диода VD1.

Длительность выходного импульса можно определить по формуле

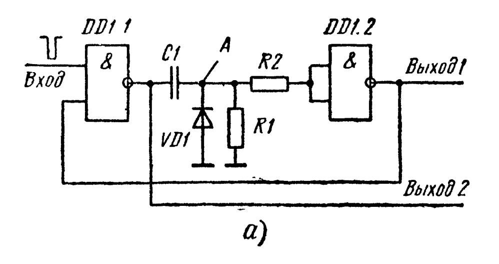
$$\tau_и = R1C1 \ln \frac{U_п}{U_п - U_{пор}}, \qquad (4.8)$$

где $U_{пор}$ — пороговое напряжение элемента DD1.2.

Так как пороговое напряжение наличных экземпляров микросхем обычно неизвестно (техническими условиями допускается разброс от $0{,}3U_п$ до $0{,}7U_п$), для ориентировочных расчетов принимают среднее значение $0{,}5U_п$. Последняя формула при этом упрощается

$$\tau_и = R1C1 \ln \frac{U_п}{U_п - 0{,}5U_п} = R1C1 \ln 2 \approx 0{,}7R1C1. \qquad (4.9)$$

Как следует из принципа действия описанного одновибратора, пусковой импульс по длительности должен быть короче выходного. Если это условие невозможно выполнить, на входе включают дифференцирующую цепь.



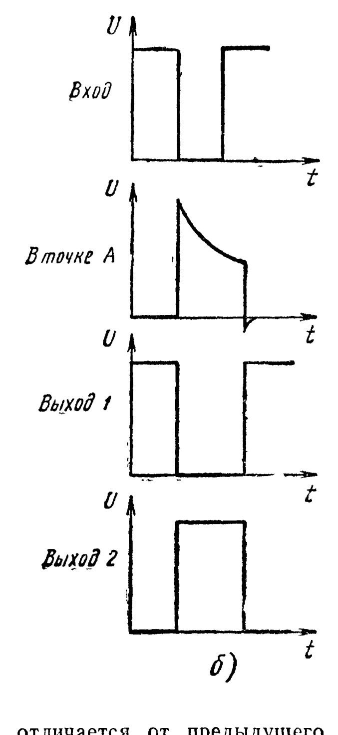


Рис. 4.23. Одновибратор на логических элементах И-НЕ КМОП:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

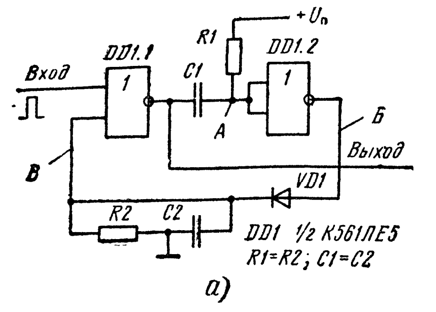
Вариант рассмотренной схемы на логических элементах И—НЕ представлен на рис. 4.23, *а*. Здесь в исходном состоянии на обоих видах элемента DD1.1 напряжение высокого уровня: на пусковом от предыдущего узла, а на другом — за счет выходного напряжения элемента DD1.2. На выходе DD1.1 — низкое напряжение, т. е., как и у одновибратора, на элементах ИЛИ—НЕ конденсатор C1 разряжен. Запускают одновибратор импульсом низкого уровня, а по работе он не отличается от предыдущего.

Как уже отмечалось, диод VD1 на схеме на рис. 4.22 (а также и на рис. 4.23) не обязателен, поскольку микросхемы структуры КМОП содержат диоды на входах в составе защитных диодно-резистивных цепочек. Так как допустимый ток через эти диоды невелик — единицы миллиампер, добавлен токоограничивающий резистор R2 сопротивлением 1...4,7 кОм. Когда диод VD1 — реальная деталь, резистор R2 не нужен.

У обоих одновибраторов (см. рис. 4.22 и 4.23) выход 2 предпочтителен, импульс здесь имеет более четкую форму.

В рамках одного типа микросхем пороговое напряжение у отдельных экземпляров может существенно различаться, что ведет в соответствии с формулой (4.8) к расхождению в длительности выходных импульсов. От этого недостатка можно избавиться добавлением второй RC-цепи с такой же постоянной времени, как и у первой. Для организации таких одновибраторов выбирают логические элементы на одном кристалле (в общем корпусе). Пороговые напряжения их очень близки.

Схема одновибратора с двумя RC-цепями изображена на рис. 4.24. Выходной импульс формируется здесь последовательно, в два этапа — сначала при зарядке одного конденсатора от нуля до $U_{пор}$ и затем при разрядке другого от напряжения питания также до $U_{пор}$. Длительность выходного импульса складывается из двух выдержек — зарядки и разрядки — и не зависит от порогового напряжения элементов микросхемы, что и иллюстрирует рис. 4.25.



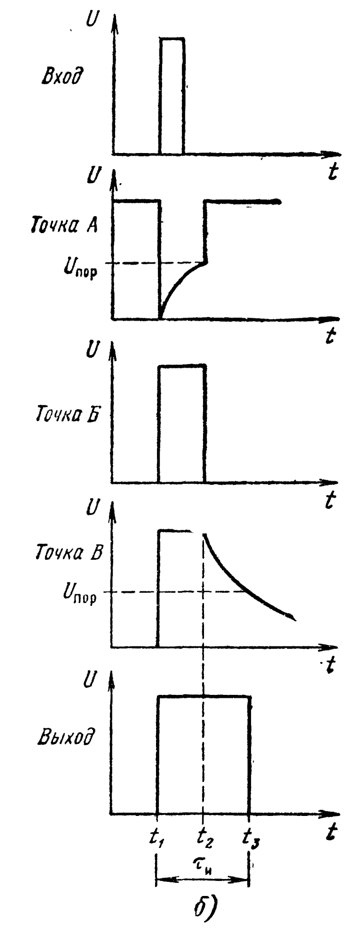
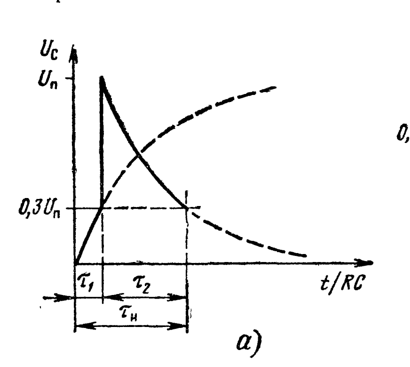


Рис. 4.24. Одновибратор на логических элементах ИЛИ-НЕ с двумя RS-цепями:

а — принципиальная схема; *б* — временны́е диаграммы

На первой стадии, сразу после запуска, одновибратор действует как ранее рассмотренный на элементах ИЛИ—НЕ (см. рис. 4.22). Одновременно с началом зарядки конденсатора C1 через резистор R1 происходит зарядка конденсатора C2 (через диод VD1) от высокого уровня, возникающего на выходе элемента DD1.2. Когда на конденсаторе C1 напряжение увеличится до $U_{пор}$ элемента DD1.2, этот элемент переключится и уровень напряжения на его выходе сменится на низкий (момент t_2 на временной диаграмме). Состояние элемента DD1.1 сохранится, поскольку на нижнем (по схеме) входе — высокий уровень за счет заряженного конденсатора C2.



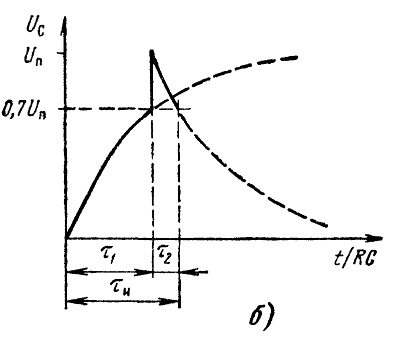


Рис. 4.25. Временны́е соотношения при работе одновибратора на логических элементах КМОП с двумя RC-цепями:

а — $U_{пор}=0,3U_п$; *б* — $U_{пор}=0,7U_п$

После переключения элемента DD1.2 начинается разрядка конденсатора C2 через резистор R2. Когда напряжение U_{C2} снизится до значения $U_{пор}$ элемента DD1.1, он переключится, завершая цикл генерации выходного импульса (момент t_3). Длительность выходного импульса при условии равенства постоянных времени цепей R1C1 и R2C2 может быть найдена по формуле

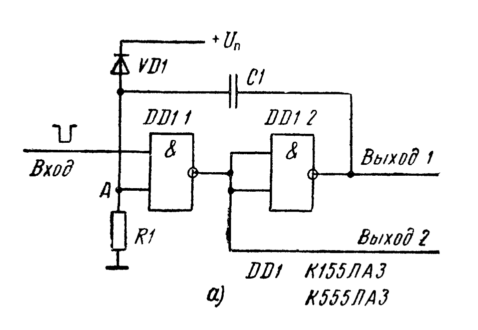
$$\tau_и = 2RC \ln 2 \approx 1{,}4RC, \tag{4.10}$$

где $R=R1=R2$, а $C=C1=C2$.

Схемы одновибраторов на логических элементах ТТЛ, в сущности, те же, что и на элементах КМОП. Различаются, как уже отмечалось в гл. 3, они тем, что входное сопротивление микросхем ТТЛ сравнительно невелико, что заставляет с ним считаться при выборе сопротивления времязадающей RC-цепи. Расчетные формулы длительности выходного импульса для этого вида одновибраторов сложнее, поскольку приходится учитывать эквивалентное сопротивление, образованное сопротивлением самой цепи и входным сопротивлением последующего узла ТТЛ.

Одновибраторы на логических элементах ТТЛ обладают по сравнению с аналогичными устройствами КМОП лучшей нагрузочной способностью, но уступают им в стабильности временных параметров при изменении напряжения питания и температуры среды. Емкость конденсатора хронирующей цепи в пересчете на единицу времени выдержки для них гораздо больше, поскольку сопротивление RC-цепи нельзя выбирать большим.

Типичная схема одновибратора на двух элементах И—НЕ ТТЛ показана на рис. 4.26, *а*. Его особенность — большое сопротивление $R1 > U_{пор}/I_{вх}$, где $I_{вх} \approx 0{,}6$ мА для элементов серии К155, и $I_{вх} \approx 0{,}25$ мА для серии К555, благодаря чему в исходном состоянии входной ток элемента DD1.1 образует на нем падение напряжения выше порогового $U_{R1} > U_{пор} \approx 1{,}3$ В. На верхнем по схеме



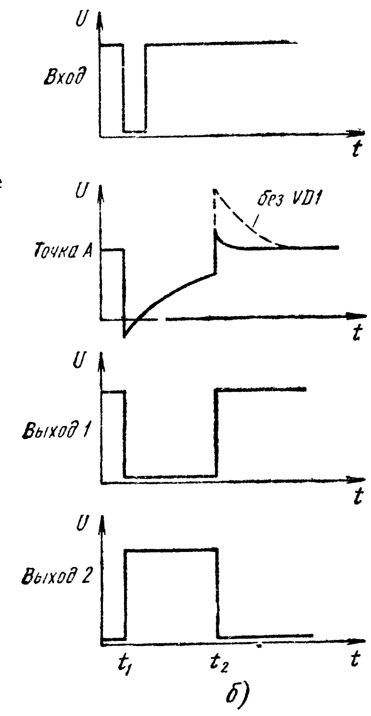


Рис. 4.26. Одновибратор на логических элементах И-НЕ ТТЛ:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы (Для микросхем серии К155 сопротивление резистора R1=7,5 кОм, для серии К555 R1=20 кОм.)

входе элемента DD1.1 также поддерживается напряжение высокого уровня, поэтому на выходе этого элемента — напряжение низкого уровня, а на выходе элемента DD1.2 — высокого (рис. 4.26, *б*).

После запуска импульсом низкого уровня напряжение на выходе элемента DD1.2 падает. Этот перепад через конденсатор C1 передается на нижний вход элемента DD1.1, уменьшая напряжение на нем. С этого момента прекращение действия запускающего импульса не сказывается на дальнейшей работе одновибратора. Происходит перезарядка конденсатора C1 по цепи $U_п$ — резистор $R_б$ многоэмиттерного входного транзистора элемента DD1.1 — выход элемента DD1.2, при которой напряжение в точке A повышается. Когда оно достигнет порогового значения (момент t_2), произойдет переключение обоих элементов, после чего наступает стадия восстановления исходного состояния за счет разрядки конденсатора C1. Диод VD1 ограничивает при переключениях напряжение в точке A на уровне источника питания.

Длительность генерируемого импульса

$$\tau_и = R_{экв}C1 \ln[1+(U^1_{вых}-U^0_{вых})/(U_{экв}-U_{пор})], \tag{4.11}$$

а время восстановления

$$t_в = R1C1 \ln[1+(U^1_{вых}-U^0_{вых})/U_{пор}], \tag{4.12}$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление, образованное параллельным включением R1 и $R_б$ (для серии К155 $R_б=4$ кОм, для К555 $R_б=20$ кОм):

$$R_{экв} = R1R_б/(R1+R_б), \tag{4.13}$$

$$U_{экв} + (U_п-0{,}7)R1/(R1+R_б), \tag{4.14}$$

$U^1_{вых}=3{,}6$ В — выходное напряжение ТТЛ высокого уровня; $U^0_{вых}=$ $=0{,}2..0{,}4$ В — выходное напряжение ТТЛ низкого уровня. Для серии К155 сопротивление R1=7,5 кОм, для серии К555 R1=20 кОм. Этот одновибратор относится к категории расширяющих, т. е. запускающий импульс должен быть короче выходного, иначе одновибратор не вернется в исходное состояние после цикла зарядки конденсатора C1. На рис. 4.27 показан способ подключения входной дифференцирующей цепи, обеспечивающей запуск отрицательным перепадом входного напряжения или от импульса большой продолжительности. Постоянную времени этой цепи выбирают в несколько раз меньшей длительности выходного импульса.

Одновибратор, схема которого представлена на рис. 4.28, *а*, отличается от предыдущего тем, что сопротивление резистора R1 сравнительно мало́ (400...500 Ом для элементов серии К155 и 1,5...2 кОм для К555) и на входе элемента DD1.2 в исходном состоянии — напряжение низкого уровня. На обоих входах элемента DD1.1 — высокий уровень, и конденсатор C1, как и в предшествующей схеме, разряжен. Одновибратор запускают входными сигналами низкого уровня. Временны́е процессы, протекающие в характерных точках устройства, изображены на рис. 4.28, *б*. Диод VD1 защищает входы элемента DD1.2 от повреждения отрицательными (относительно общего провода) выбросами напряжения, возникающими при переключении заряженного конденсатора C1. В реальной конструкции он не нужен, поскольку на входах микросхем ТТЛ имеются так называемые антизвонные диоды.

Рис. 4.27. Схема подключения входной дифференцирующей цепи к одновибратору по рис. 4.26

Рис. 4.28. Вариант одновибратора на двух логических элементах И-НЕ ТТЛ: *а* — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Длительность генерируемого импульса

$$\tau_и \approx R_{экв} C \ln (U^1_{вых}/U_{пор}), \qquad (4.15)$$

где $R_{экв}$, как и в предыдущем случае, рассчитывают по формуле (4.13).

Малое входное сопротивление — общий недостаток элементов ТТЛ при их использовании в импульсных устройствах, так как оно ограничивает максимальное сопротивление резистора хронирующей RC-цепи. Транзисторный эмиттерный повторитель на входе элемента DD1.2 позволяет существенно повышать входное сопротивление узла (рис. 4.29). Транзистор VT1 — маломощный, с большим статическим коэффициентом передачи тока ($h_{21э} \geqslant 100$). Благодаря большому входному сопротивлению эмиттерного повторителя, сопротивление резистора R1 можно увеличить до десятков килоом.

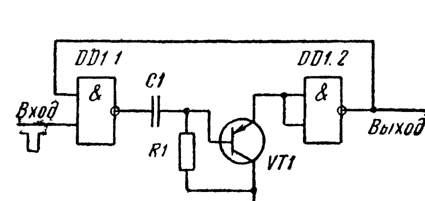


Рис. 4.29. Схема одновибратора на логических элементах И-НЕ ТТЛ с дополнительным транзистором

В исходном состоянии транзистор VT1 открыт и действует этот одновибратор подобно предыдущему. Защитный диод здесь не требуется: его роль исполняет коллекторный переход транзистора. Сопротивление резистора R1 можно выбирать в пределах 1...50 кОм. Большее значение может отразиться на температурной стабильности.

Продолжительность выходного импульса можно определить по формуле

$$\tau_и = R1C1 \ln \frac{U^1_{вых}}{U_{пор}\Delta U_{БЭ}} \approx 1{,}9R1C1, \quad (4.16)$$

где $\Delta U_{БЭ}$ — падение напряжения на эмиттерном переходе открытого транзистора (≈0,7 В).

В описанных одновибраторах на логических элементах И — НЕ ТТЛ с равным успехом можно использовать элементы ИЛИ — НЕ. При этом в исходном состоянии на входе следует поддерживать напряжение низкого уровня, а запуск производить импульсом высокого уровня. Уровень напряжения на входе и выходе элементов будет инверсным по сравнению с описанным.

Схема одновибратора на логических элементах ТТЛ с повышенной стабильностью длительности выходного импульса представлена на рис. 4.30 [2]. В исходном состоянии триггера, образованного элементами DD1.1 и DD1.2, диод VD1 закрыт. На выходе элемента DD1.3 напряжение высокого уровня, до которого заряжен конденсатор C1. После запуска и переключения триг-

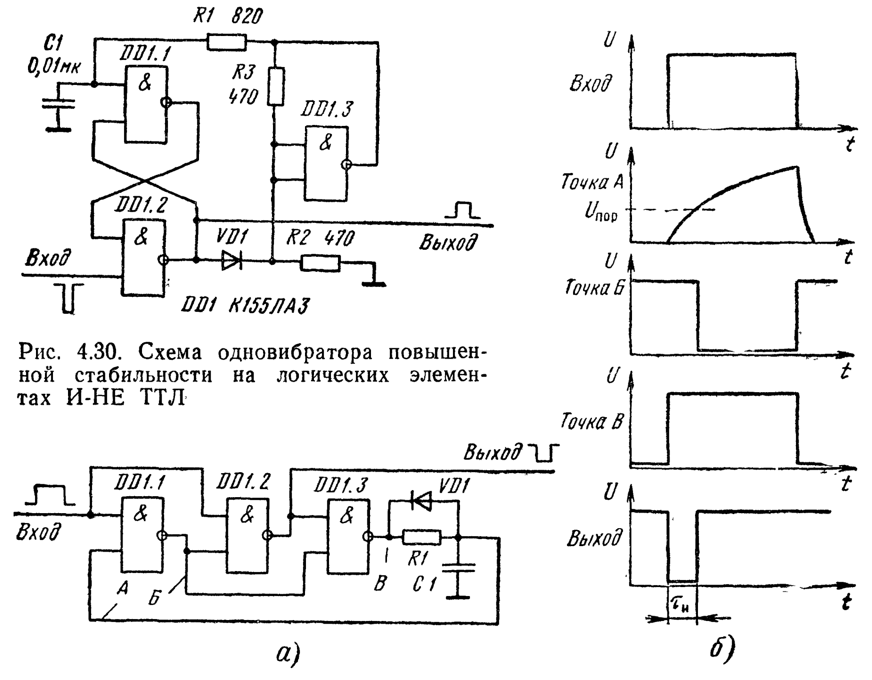


Рис. 4.30. Схема одновибратора повышенной стабильности на логических элементах И-НЕ ТТЛ

Рис. 4.31. Одновибратор на логических элементах И-НЕ, обеспечивающий выходной импульс короче входного:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

гера конденсатор C1 разряжается через резистор R1 и выход элемента DD1.3 до уровня $U_{пор}$ элемента DD11. После этого триггер возвращается в исходное состояние. Длительность выходного импульса

$$\tau_и = R1C1 \ln \frac{R2+R3}{R2}. \qquad (4.17)$$

Элемент DD1.3 работает в линейном (усилительном) режиме и служит стабилизатором напряжения по отношению к цепи R1C1. Авторы указывают, что нестабильность длительности выходного импульса этого одновибратора меньше примерно в 10 раз, чем у простых одновибраторов на логических элементах ТТЛ. Длительность выходного импульса можно изменять подбором конденсатора C1. Сопротивление резистора R1, учитывая специфику микросхем ТТЛ, при использовании элементов К155ЛА3 менять не следует.

В тех случаях, когда требуется, чтобы длительность выходного импульса была меньше входного, применим одновибратор на логических элементах И — НЕ по схеме, изображенной на рис. 4.31, *а*. Временные диаграммы (рис. 4.31, *б*) поясняют принцип его действия.

4.7. Одновибраторы на операционных усилителях и компараторах напряжения

Схема такого одновибратора показана на рис. 4.32. Времязадающая цепь R2C1 питается выходным напряжением усилителя. В исходном состоянии конденсатор C1 разряжен, напряжение на нем определяется открытым диодом VD1 (доли вольта). Делитель R4—R5, к которому подключен неинвертирующий вход ОУ, создает положительную обратную связь.

Напряжение делителя больше напряжения разряженного конденсатора. В исходном состоянии выходное напряжение отрицательно, а полярность генерируемых импульсов положительна.

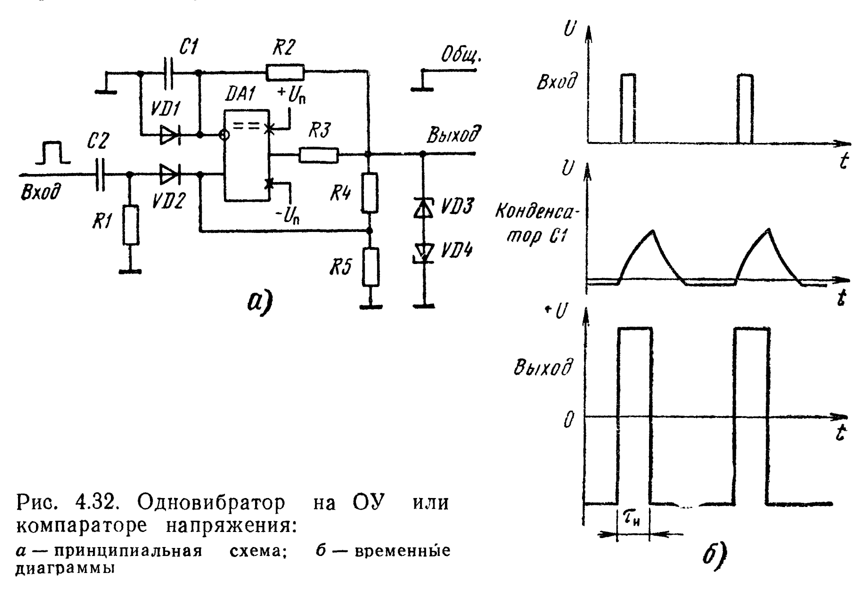


Рис. 4.32. Одновибратор на ОУ или компараторе напряжения:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Конденсатор C2, резистор R1 и диод VD2 образуют цепь запуска. Пусковой импульс положительной полярности будет усилен, и, благодаря положительной обратной связи, выходное напряжение скачком увеличится до уровня $U^{+}_{вых}$. После этого в результате смены полярности выходного напряжения диод VD1 закроется и начнется зарядка конденсатора C1. Кроме этого, диод VD2 отключит цепь запуска.

Когда по мере зарядки конденсатора C1 через резистор R2 напряжение U_c превысит напряжение на делителе R4, R5, произойдет новое переключение, выходное напряжение скачком уменьшится и конденсатор C1 разрядится через открывшийся диод VD1. После разрядки конденсатора одновибратор готов к очередному запуску.

Длительность выходного импульса определяется выражением

$$\tau_и = R2C1 \ln \frac{1+(U_{пр}/U_{вых})}{1-\beta}, \qquad (4.18)$$

где $U_{пр}$ — падение напряжения на открытом диоде, $\beta = R5/(R4+R5)$.

В связи с тем, что $U_{вых} \gg U_{пр}$, расчет можно выполнять по формуле:

$$\tau_и = R2C1 \ln \frac{1}{1-\beta}. \qquad (4.19)$$

Когда R4=R5, то $\tau_и \approx 0{,}7R2C1$; при R5=5R5 $\tau_и \approx 0{,}2R2C1$, а для R4=10R5 $\tau_и \approx 0{,}1R2C1$. Сопротивление резисторов R4 и R5 выбирают обычно в пределах от единиц килоом до 0,1...0,2 МОм.

Стабилитроны VD3 и VD4 ограничивают амплитуду выходного напряжения. Этим достигается высокая стабильность длительности и амплитуды выходных импульсов при колебании питающего напряжения и улучшается их форма. Резистор R3 (десятки или сотни ом) ограничивает выходной ток на безопасном для стабилитронов и ОУ уровне. В большинстве случаев оба стабилитрона выбирают одного типа с целью получения симметричного выходного напряжения относительно общего провода. Можно также применять специальные, так называемые двуханодные, стабилитроны, в корпусе которых находятся два одинаковых стабилитрона, включенных навстречу (тип КС162, КС168, КС170, КС210, КС213 и другие). Если усложнение схемы нежелательно, стабилитроны и резистор R3 не ставят.

Для получения выходных импульсов отрицательной полярности следует изменить полярность включения диодов VD1 и VD2. В этом случае в исходном устойчивом состоянии выходное напряжение имеет высокий уровень. Запускают такой одновибратор отрицательным импульсом.

5. АВТОГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

5.1. Основные понятия

Автогенераторы прямоугольных импульсов, или, как их еще называют, автоколебательные мультивибраторы — наиболее распространенный класс импульсных генераторов. Мультивибраторы, в отличие от одновибра-

торов, характеризуются двумя чередующимися временно устойчивыми состояниями. Одному из них соответствует высокий уровень выходного напряжения, другому — низкий. Смена состояний происходит регенеративно (скачком) в течение очень короткого времени. В современной аппаратуре автогенераторы прямоугольных импульсов реализуют в основном на микросхемах, как специализированных, так и универсальных — цифровых и аналоговых, компараторах, таймерах, триггерах и других. В схемотехническом отношении эти устройства отличаются большим разнообразием. Некоторые повторяют решения, известные в транзисторной технике, другие построены с учетом специфических свойств микросхем.

Мультивибраторы на микросхемах по сравнению с транзисторными проще по конструкции, как правило, имеют лучшую стабильность частоты генерации при изменении напряжения питания и температуры, позволяют легко управлять частотой колебаний и скважностью импульсов, а также прерывать генерацию.

Частоту генерирования задают хронирующие (времязадающие) элементы: RC-цепь (одна или две), LC-контур или кварцевый резонатор. Возможность перестройки частоты определяется конкретным видом генератора. В мультивибраторах с RC-цепями подбирают конденсатор либо вводят переменные резисторы. В кварцевых генераторах частота колебаний неизменна и зависит от рабочей частоты резонатора. Распространены также генераторы, у которых частоту генерации задают входным напряжением. Это так называемые генераторы, управляемые напряжением (ГУН), а также генераторы, управляемые кодом (ГУК).

Важнейший показатель, по которому оценивают работу генераторов импульсов,— это стабильность частоты колебаний во времени, а также под действием меняющихся внешних факторов — напряжения питания и температуры среды. Относительную нестабильность частоты генерации характеризуют уходом частоты от начального значения

$$\Delta f_{г.отн} = (f_1 - f_0)/f_0 = \Delta f/f_0, \quad (5.1)$$

где $\Delta f_{г.отн}$ — относительная нестабильность (в безразмерных числах или процентах); f_1 — частота при контрольном замере, f_0 — начальное значение частоты.

Простые мультивибраторы без принятия схемных, или конструктивных, мер по повышению качества имеют нестабильность примерно 10^{-2}. У кварцевых генераторов этот параметр около 10^{-6}. Нестабильность остальных генераторов находится между этими значениями.

В составе некоторых серий есть микросхемы, предназначенные для работы в качестве мультивибраторов. Кроме того, для генерации импульсов легко приспособить универсальные и специализированные цифровые и аналоговые микросхемы — логические элементы, таймеры, одновибраторы, триггеры, операционные усилители, компараторы.

У генераторов, собранных по разным схемам, скважность выходных сигналов может существенно различаться. Некоторые устройства допускают возможность ее регулирования.

В наиболее распространенных генераторах с хронирующей RC-цепью формирование периодических импульсов протекает в процессе сравнительно медленных зарядки или разрядки конденсатора через резистор. В момент,

когда напряжение на конденсаторе достигнет определенного значения, происходит быстро открывание или закрывание активных элементов, после чего процесс идет в обратном направлении. Устройства такого рода принято называть релаксационными (от англ. relaxation — расслабление, передышка).

5.2. Мультивибраторы — самостоятельные изделия

Примером автогенератора, реализованного по классической схеме симметричного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, может служить микросхема К119ГГ1 (старое название К1ГФ92). Он содержит два биполярных транзисторных ключа, каждый с цепями смешения и с коллекторными резисторами (рис. 5.1). Отключающие диоды VD1 и VD4 способствуют повышению крутизны среза выходных импульсов. Диоды VD2 и и VD3 обеспечивают нелинейную отрицательную обратную связь, что улучшает частотные свойства мультивибратора.

Частоту генерации задают выбором внешних конденсаторов C1 и C2. Для случая C1=C2=C ориентировочное значение периода колебаний можно определить по формуле $T \approx 7C$ (C — в микрофарадах, а T — в миллисекундах). Точно конденсаторы подбирают в процессе регулирования по конкретному экземпляру микросхемы. Рекомендуемый интервал рабочей частоты 1 кГц...0,5 МГц. Напряжение питания по техническим условиям должно быть в пределах (3±0,3) В. Это обеспечивает надежный запуск выходным сигналом микросхем ТТЛ (до двух входов универсальной серии К155), а также микросхем структуры КМОП (серии К561, 564) при их питании напряжением 5 В. Более высокое напряжение чревато опасностью пробоя эмиттерных переходов транзисторов при работе в экстремальных температурных условиях (—40°...+80 °С). Питание этой микросхемы при наличии источника напряжения 5 В обычно осуществляют по схеме на рис. 5.1, *б*.

Как показывает опыт, мультивибратор на микросхеме К119ГГ1 в неответственных случаях (макеты, любительская аппаратура и т. п.) можно питать и напряжением 5 В.

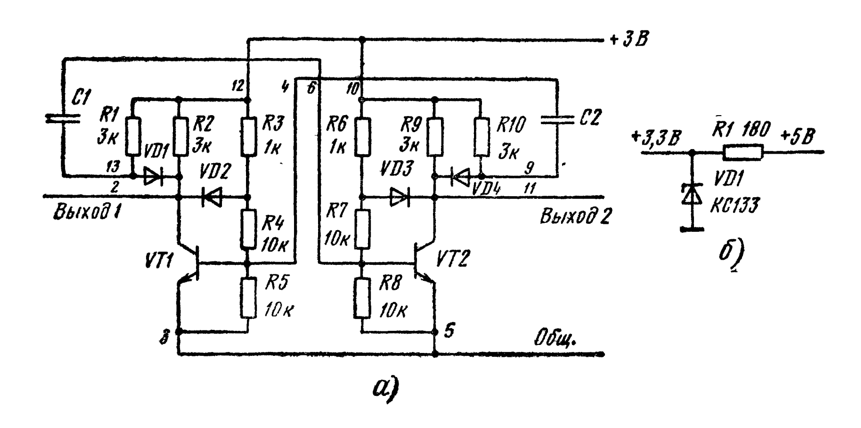


Рис. 5.1. Микросхема КР119ГГ1:

а — принципиальная схема и внешние соединения в режиме мультивибратора; *б* — способ питания от источника 5 В

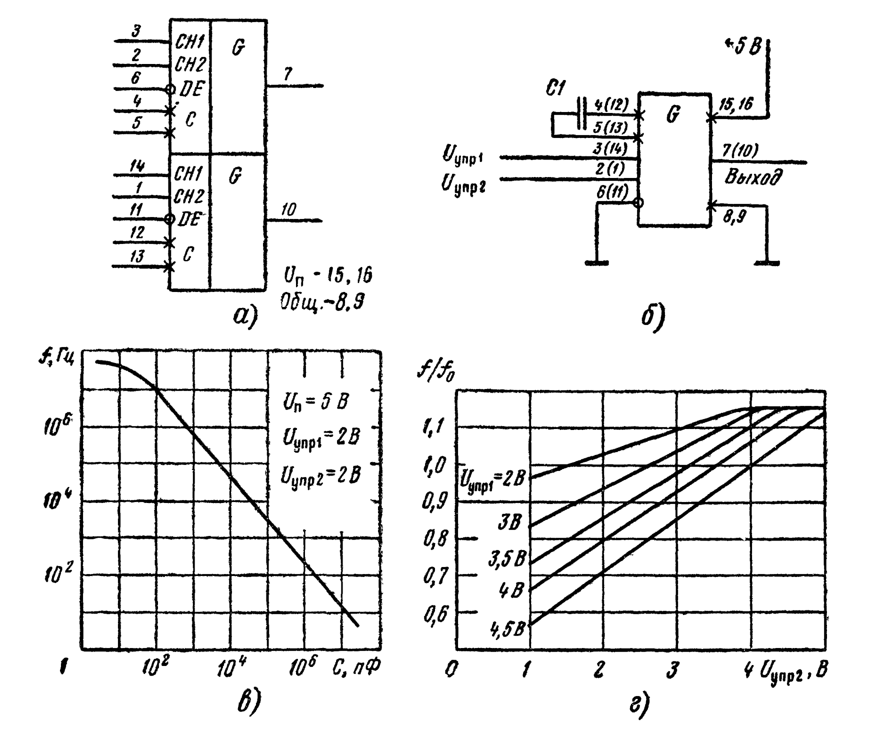


Рис. 5.2. Микросхема К531ГГ1:

а — условное графическое обозначение; *б* — схема включения (номера выводов в скобках относятся ко второму элементу); *в* — графики зависимости выходной частоты от емкости конденсатора; *г* — от напряжения на управляющих входах

В корпусе микросхемы К531ГГ1 размещены два самостоятельных мультивибратора (рис. 5.2, *а*). Эта микросхема обладает рядом особенностей, которые делают ее весьма удобной для практического использования. Во-первых, для работы в качестве мультивибратора требуется только одна навесная деталь — конденсатор. Во-вторых, частотой генерации можно управлять с помощью напряжения, в-третьих, допускает подключение кварцевого резонатора, т. е. может быть употреблена как кварцевый генератор.

Каждый генератор содержит два вывода для подключения внешнего конденсатора (4 и 3 — для одного и 12 и 13 — для другого), два независимых входа для управляющих напряжений $U_{упр1}$ (выводы 3 и 14) и $U_{упр2}$ (выводы 2 и 1), вход блокировки (прерывания) — 6 и 11 и один выход (7 или 10).

Генератором управляют путем подачи положительного напряжения — по каждому из входов самостоятельно. Вход $U_{упр1}$ используют для грубой установки рабочей частоты генератора. Плавно устанавливают желаемую частоту по входу $U_{упр2}$ (рис. 5.2, *б*). Управляющее напряжение на этих входах можно изменять от 1 В до 5 В. Зная емкость внешнего конденсатора С, частоту генерации при $U_{упр1}=U_{упр2}=2$ В можно определить по графику на рис. 5.2, *в*.

Влияние управляющего напряжения $U_{упр2}$ на частоту генерации при неизменном напряжении на входе $U_{упр1}$ отражено на рис. 5.2, *г*. К примеру, режиму $U_{упр1}=3$ В и $U_{упр2}=2{,}6$ В соответствует какая-то частота колебаний f_0. Если изменить управляющее напряжение до $U_{упр2}=1{,}6$ В, то частота станет $f=0{,}9f_0$. Для $U_{упр2}=3{,}6$ В $f=1{,}1f_0$.

Сигнал на блокирующем входе определяет состояние микросхемы — при напряжении низкого уровня генератор работает, с появлением напряжения высокого уровня генерация прекращается, на выходе действует напряжение высокого уровня.

Верхний предел генерируемой частоты для микросхемы К531ГГ1 не менее 60 МГц, нижний — 0,5 Гц.

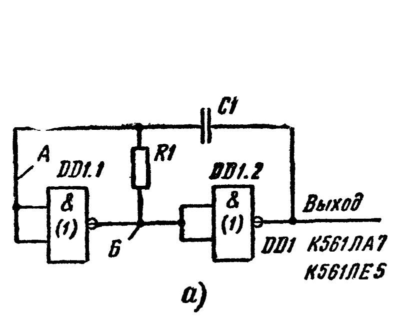
Для питания микросхемы требуется стандартное для семейства ТТЛ напряжение 5 В. Конструкцией микросхемы предусмотрено два минусовых (общих) вывода и два плюсовых. Выводы 16 и 9 принадлежат логическим элементам, а 15 и 8 — цепям, определяющим частоту генерации. Раздельное питание узлов от разных источников может иногда оказаться полезным (в условиях повышенных помех, например, особенно высокочастотных). Но чаще всего выводы 16 и 15 и соответственно 9 и 8 соединяют перемычками. Если микросхему К531ГГ1 используют в роли кварцевого генератора, резонатор подключают вместо внешнего конденсатора. Особенности применения микросхемы в этом режиме описаны далее в разделе «Кварцевые генераторы».

5.3. Мультивибраторы на логических элементах КМОП

Мультивибраторы на логических элементах НЕ, И—НЕ, ИЛИ—НЕ, Исключающее ИЛИ находят широкое применение благодаря простоте и хорошим эксплуатационным характеристикам.

На рис. 5.3, *а* показана принципиальная схема мультивибратора на двух инверторах. Он, а также различные его модификации находят широкое применение (см. далее).

Наличие одной хронирующей цепи существенно упрощает конструкцию мультивибратора и облегчает перестройку частоты — переключением конденсатора или изменением сопротивления резистора.



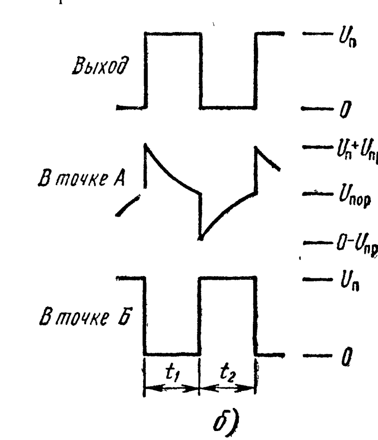


Рис. 5.3. Мультивибратор на двух инверторах КМОП:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

После включения питания уровень напряжения на выходе и в точке А одинаков (поскольку конденсатор C1 разряжен) и противоположен уровню напряжения в точке Б. Если, например, в исходный момент в точке Б действует высокое напряжение, то через резистор R1 потечет ток, заряжающий конденсатор C1. Напряжение на входе инвертора DD1.1 по мере зарядки конденсатора будет возрастать, приближаясь к пороговому. Когда это произойдет, элемент DD1.1 переключится, напряжение в точке Б упадет до низкого уровня, а на выходе напряжение скачком возрастет. Скачок напряжения будет передан на вход элемента DD1.1. Напряжение, приложенное к конденсатору, изменит полярность, и начнется перезарядка конденсатора, в связи с чем напряжение в точке А будет убывать. Когда оно достигнет порогового значения, произойдет новое переключение элементов, после которого рассмотренные процессы повторятся.

Как следует из описания, переключениям соответствуют следующие скачки напряжения на входе инвертора DD1.1.:

положительный

$U^1_{вых}+U_{пор}\approx U_п+0{,}5U_п\approx 1{,}5U_п$;

отрицательный

$U^0_{вых}-U_{пор}\approx 0\ В-0{,}5U_п\approx -0{,}5U_п$.

Напомним, что $U^1_{вых}$ — выходное напряжение высокого уровня; $U^1_{вых}\approx U_п$, поскольку падение напряжения на выходных транзисторах КМОП не превышает 0,1 В; $U^0_{вых}$ — выходное напряжение низкого уровня, $U^0_{вых}\approx 0$ В, $U_{пор}$ — входное напряжение, при котором происходит переключение элемента. Для микросхем КМОП $U_{пор}\approx 0{,}5U_п$.

В действительности, эти перепады меньше из-за наличия охранной цепи на входе элемента (рис. 2.22). Когда входное напряжение уравнивается с напряжением питания или становится равным нулю, соответствующий охранный диод открывается, ограничивая дальнейший рост напряжения. С учетом постоянного прямого падения напряжения на диоде $U_{пр}=0{,}7$ В фактически напряжение в точке А меняется в пределах от $-U_{пр}$ до $U_п+U_{пр}$ (см. рис. 5.3, *б*).

Длительность периодов времени между переключениями:

$$t_1=-RC\ln\frac{U_{пор}}{U_п+U_{пр}}, \quad (5.2)$$

$$t_2=-RC\ln\frac{U_п-U_{пор}}{U_п+U_{пр}}, \quad (5.3)$$

$$T=t_1+t_2=-RC\left(\ln\frac{U_п-U_{пор}}{U_п+U_{пр}}+\ln\frac{U_{пор}}{U_п+U_{пр}}\right). \quad (5.4)$$

В последних формулах знак минус указывает, что логарифмируемые числа в них всегда меньше единицы и, следовательно, сами логарифмы отрицательны.

Когда пороговое напряжение для конкретного экземпляра микросхемы неизвестно, достаточно допустить, что $U_{пор}\approx 0{,}5U_п$, а падение напряжения на входных диодах отсутствует, и расчет периода колебаний вести по упрощенной формуле:

$$T\approx 1{,}4RC. \quad (5.5)$$

Выбор конкретных значений компонентов RC-цепи ограничен: $R1 = 20$ кОм...5 МОм; $C1 = 100$ пФ...0,5 мкФ. Верхний предел емкости и нижний — сопротивления обусловлены максимально допустимыми значениями выходного тока микросхем. Управлять частотой генерации можно, сделав резистор R1 переменным. Использования конденсатора малой емкости следует избегать по причинам, изложенным далее.

Изменение напряжения питания на ±10% вызывает уход частоты примерно на ±0,8%. Этот уход объясняется в основном влиянием охранных диодов на входе элемента DD1.1. Наличие в уравнениях (5.2), (5.3) и (5.4) члена $U_п + U_{пр}$ указывает на то, что при изменении напряжения питания числитель и знаменатель уравнения (5.4) меняются по-разному, хотя пороговое напряжение изменяется пропорционально напряжению питания.

Если считать, что $U_{пор} = 0{,}5U_п$, то выбросы напряжения в точке А на рис. 5.3, *б* симметричны относительно уровня $U_{пор}$, и, следовательно, для выходного напряжения коэффициент заполнения $\gamma = 0{,}5$ (скважность $Q = 2$) и не зависит от напряжения питания. Для реальных микросхем по техническим условиям допускается разброс порогового напряжения $U_{пор} = (0{,}3...0{,}7)U_п$. Из этого следует, что для отдельных экземпляров микросхем возможен разброс частоты генерации до 10,5% и коэффициента заполнения от 0,3 до 0,7.

На рис. 5.4 показана схема усовершенствованного мультивибратора на инверторах структуры КМОП. Резистор R2 ограничивает ток разрядки конденсатора C1 через «охранные» диоды на входе элемента DD1.1. Сопротивление резистора R2 довольно велико и поэтому в моменты переключения напряжение в точке А будет достигать предельных значений $U_п + U_{пор}$ и $U_{пор} - U_п$. Другими словами, теперь перепады напряжения в точке А происходят в пределах от $+U_п$ до $-U_п$ относительно уровня $U_{пор}$, а значит, всегда симметричны, независимо от значений порогового напряжения и питания.

Если сопротивление резистора R2 мало, пики напряжения в точке А будут укорочены, слишком большое сопротивление может послужить причиной паразитных колебаний или выбросов на фронтах из-за влияния паразитной емкости $C_{вх1}$, создающей частотозависимую обратную связь. Как дополнительное достоинство этого мультивибратора следует отметить более

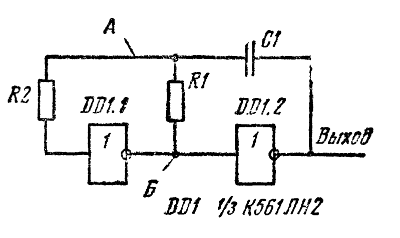


Рис. 5.4. Мультивибратор на двух инверторах КМОП с ограничительным резистором на входе

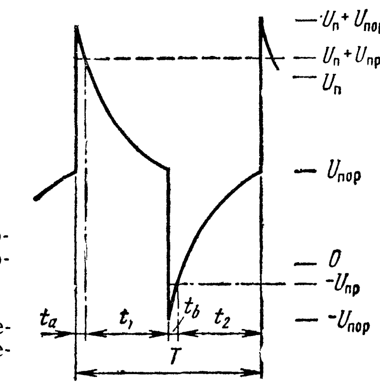


Рис. 5.5. Эпюра напряжения одного периода колебаний мультивибратора по схеме на рис. 5.4

крутые фронт и срез выходных импульсов. Сопротивление резистора R2 выбирают в пределах $2R1 \leqslant R2 \leqslant 10R1$.

На рис. 5.5 показана эпюра напряжения в точке А в течение одного периода. Участки t_1 и t_2 соответствуют интервалам t_1 и t_2 на рис. 5.3, *б*. Появление участков t_a и t_b обусловлено приростом напряжения.

Поскольку с увеличением напряжения питания длительность участков t_a и t_b увеличивается, а участков t_1 и t_2 уменьшается, период (частота) колебаний, а также скважность импульсов самостабилизируются по напряжению питания.

Так как участки t_a и t_2 увеличиваются с увеличением порогового напряжения, а t_b и t_1 уменьшаются, период (частота) колебаний, а также коэффициент заполнения также имеют тенденцию к сближению для отдельных экземпляров микросхем с разными значениями порогового напряжения.

Когда $R2 \geqslant R1$, составляющие периода колебаний определяются следующими формулами:

$$t_a + t_1 = -RC \ln \frac{U_{пор}}{U_п + U_{пор}}, \tag{5.6}$$

$$t_b + t_2 = -RC \ln \frac{U_п - U_{пор}}{2U_п - U_{пор}} \tag{5.7}$$

и общий период колебаний

$$T = \frac{1}{f} = -RC \left(\ln \frac{U_{пор}}{U_п + U_{пор}} + \ln \frac{U_п - U_{пор}}{2U_п - U_{пор}} \right). \tag{5.8}$$

В уравнение (5.8) член $U_{пр}$ не входит, а это значит, что в данном случае период колебаний уже не зависит от падения напряжения на открытых входных диодах инвертора DD1.1. Если, как и в предыдущем случае, допустить, что $U_{пор} = 0{,}5U_п$, то последняя формула упростится:

$$T = 2{,}2RC. \tag{5.9}$$

Для организации описанных мультивибраторов могут быть использованы, естественно, не только инверторы, но и другие логические элементы, включенные как инверторы. Употребление этих микросхем создает, кроме того, дополнительные возможности, в частности управление режимом работы генератора без вмешательства в цепи, обеспечивающие самовозбуждение. В этих случаях один из входов логического элемента используют для генерирования, а другой (другие) — для управления.

Простейший вид управления — прерывание генерации. В случае применения элементов И—НЕ (а также Исключающее ИЛИ) генератор работает при высоком уровне на управляющих входах (рис. 5.6, *а*), для элементов ИЛИ—НЕ — низкого (рис. 5.6, *б*). Если сигнал управления поступает от источника, напряжение которого может быть больше, чем напряжение питания мультивибратора, либо принимать отрицательные значения, то последовательно с входами управления следует включить резистор сопротивлением 5...10 кОм для предохранения диодов охранной цепи от перегрузки.

Запускать и останавливать генератор можно и короткими импульсами (стартстопный режим) с помощью дополнительного триггера. Этот триггер может быть реализован на двух логических элементах из того же корпуса (рис. 5.6, *в*).

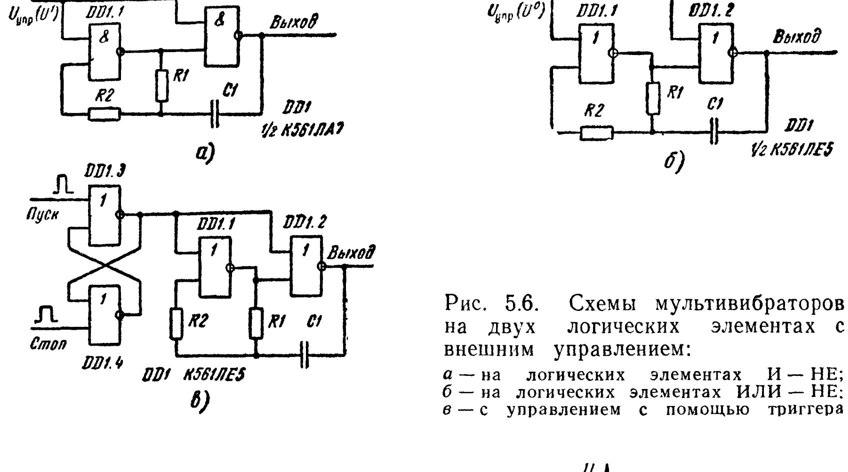


Рис. 5.6. Схемы мультивибраторов на двух логических элементах с внешним управлением:

а — на логических элементах И — НЕ; *б* — на логических элементах ИЛИ — НЕ: *в* — с управлением с помощью триггера

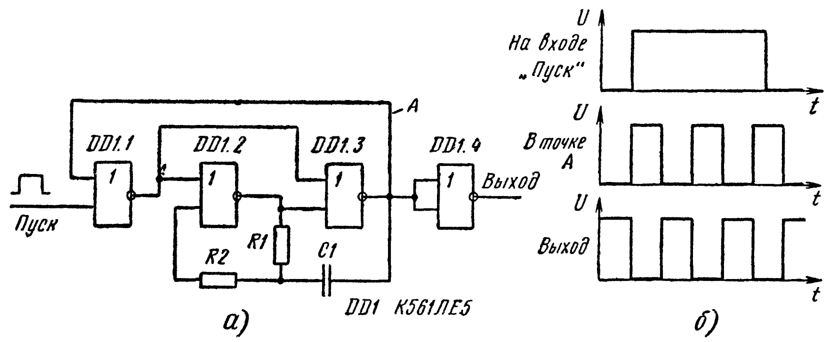


Рис. 5.7. Схема мультивибратора, завершающего цикл генерации и после окончания управляющего сигнала (*а*), временны́е диаграммы (*б*)

Мультивибратор, собранный по схеме рис. 5.7, *а*, способен завершать цикл генерирования и после прекращения управляющего сигнала. Действительно, если к моменту спада напряжения на входе «Пуск» на выходе (точка А) действует напряжение высокого уровня, оно будет поступать на верхний по схеме вход элемента DD1.1, позволяя завершать цикл генерации (рис. 5 7, *б*).

Если управляющую цепь снабдить дополнительной цепью R3, C2, R4 (рис. 5.8), мультивибратор будет начинать генерацию не сразу, а с задержкой, определяемой постоянной времени R3C2. Для прекращения генерации следует подать на этот вход напряжение низкого уровня, причем на выходе появится напряжение низкого уровня, которое сменится на высокое после разрядки конденсатора C2. Эту идею можно использовать для задержки начала генерации после включения устройства, если управляющий вход соединить с проводом питания.

Скважностью выходных импульсов можно управлять, сделав разными значения длительности полупериодов t_1 и t_2 (рис. 5.9). Здесь в одном случае работает резистор R2, в другом — соединенные параллельно R2 и

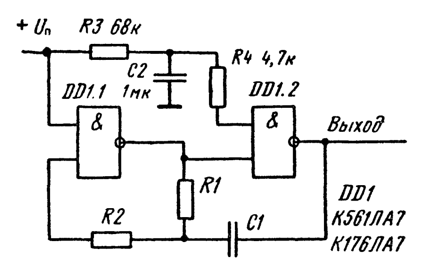


Рис. 5.8. Схема мультивибратора с временно́й задержкой на включение

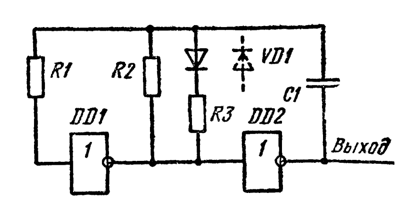


Рис. 5.9. Схема мультивибратора с управляемой скважностью

R3. Направление проводимости диода VD1 определяет полупериод (t_1 или t_2), на который воздействует резистор R3. Чем больше отношение R2/R3, тем больше различие между t_1 и t_2.

Плавное управление скважностью выходных импульсов предусмотрено и в мультивибраторе по схеме на рис. 5.10. Здесь конденсатор C1 в один полупериод заряжается через диод VD1, нижнюю часть резистора R3 и резистор R4, а в другой — через диод VD2, верхнюю часть резистора R3 и резистор R2. Если R2=R4=R, а R3=10R, то при перемещении движка резистора R3 скважность выходных импульсов будет изменяться в пределах от 10 : 1 до 1 : 10. Период колебаний при этом почти не изменится.

Немного видоизменив схему (рис. 5.11), мультивибратор можно обратить в генератор, управляемый внешним напряжением. Чтобы исключить влияние сопротивления источника управляющего напряжения на работу устройства, следует обеспечить $R2 \geqslant 2R1$. Фактическое сопротивление резистора R2 определяется пределами перекрытия по частоте: с увеличением R2 влияние управляющего напряжения уменьшается. При $U_{упр}=U_п$ частота генерации максимальна, при $U_{упр}=0$ — минимальна. Относительный коэффициент перекрытия $K_{пер}=f_{max}-f_{min}/f_{ср}$ для этого способа управления частотой невелик.

Перестройка частоты с помощью дополнительного полевого транзистора (рис. 5.12) более эффективна. Здесь канал полевого транзистора VT1 играет роль резистора, сопротивление которого меняется под действием напряжения на затворе. На определенном участке характеристики транзисто-

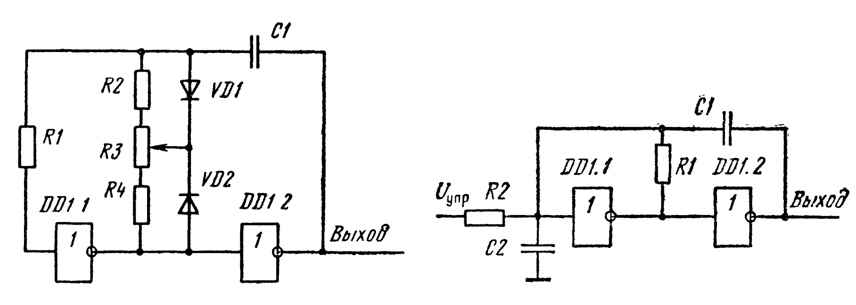


Рис. 5.10. Схема мультивибратора с плавным управлением скважностью выходных импульсов

Рис. 5.11. Схема мультивибратора, управляемого внешним напряжением

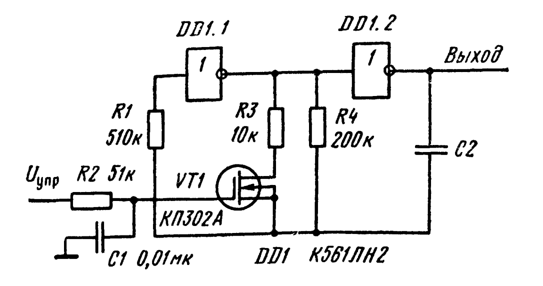


Рис. 5.12. Схема управляемого мультивибратора с дополнительным полевым транзистором

ра зависимость между входным напряжением и сопротивлением канала близка к линейной. Коэффициент перекрытия по частоте при номиналах компонентов, указанных на схеме, превышает 10. Цепь R2, C1 служит фильтром от возможных помех в цепи базы транзистора.

Схема генератора, управляемого напряжением с использованием одной микросхемы тип К176ЛП1, показана на рис. 5.13. Мультивибратор образован (см. также рис. 2.23) инверторами DD1.2 и DD1.3. Роль переменного резистора исполняет n-канальный транзистор VT4 элемента DD1.1. Другой транзистор VT3 (с p-каналом) этого элемента остается свободным.

Изменив порядок включения элементов микросхемы К176ЛП1, можно управлять скважностью импульсов при весьма малом воздействии на частоту колебаний (рис. 5.14). Так, мультивибратор удобно использовать в качестве широтно-импульсного модулятора (ШИМ) систем телеметрии. Здесь, в отличие от предыдущей схемы, параллельно резистору R3 подключена пара транзисторов VT3 и VT4 с p- и n-каналом (см. рис. 2.23). Они работают поочередно — каждый в течение своего полупериода формирования сигнала [22].

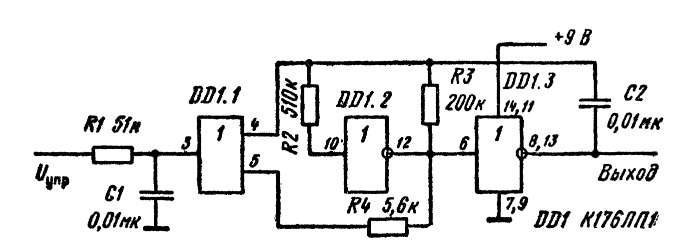


Рис. 5.13. Схема управляемого мультивибратора на микросхеме К76ЛП1

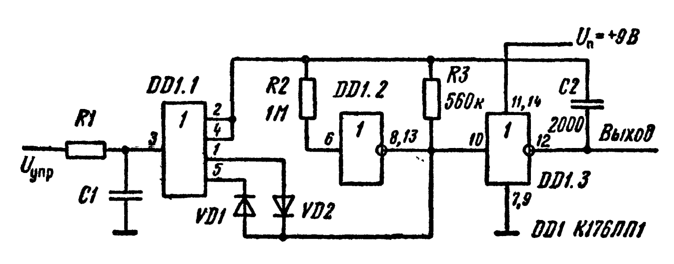


Рис. 5.14. Схема мультивибратора с управляемой скважностью выходных импульсов

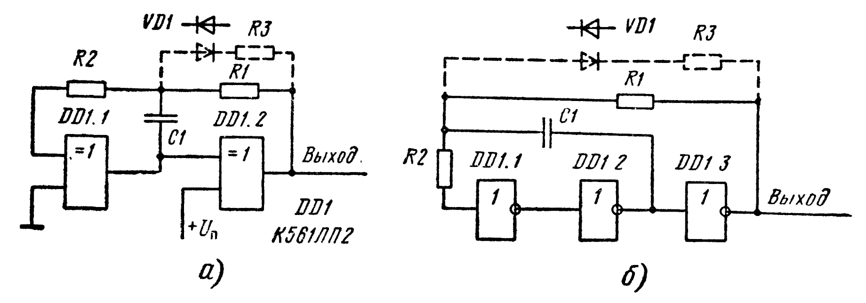


Рис. 5.15. Схема мультивибратора на повторителе и инверторе КМОП:
а — на элементе К561ЛП2; *б* — повторитель — два инвертора

При малом управляющем напряжении $0<U_{упр}<0{,}5U_п$ шунтирует резистор R3 — в основном р-канальный транзистор, сопротивление которого в данном случае меньше, чем n-канального, а когда $0{,}5U_п<U_{упр}<U_п$ — наоборот. Так обеспечиваются широкие пределы изменения скважности выходных импульсов. Поскольку при всех изменениях управляющего напряжения сопротивление канала одного транзистора увеличивается, а другого уменьшается, среднее за период сопротивление шунтирующего резистор R3, остается неизменным и частота колебаний сохраняется.

Емкость конденсатора времязадающей RC-цепи должна, по крайней мере, в несколько раз превышать паразитные емкости микросхем и монтажа. Без особой необходимости не рекомендуется употреблять конденсаторы емкостью меньше 100...200 пФ.

В мультивибраторе, схема которого показана на рис. 5.15,*а*, резистор R1 и конденсатор C1 поменялись местами. По принципу действия — периодической перезарядке конденсатора C1 через резистор R1 — он не отличается от ранее рассмотренных. Роль резистора R2 и требования к его сопротивлению — те же. Для обеспечения условий самовозбуждения элемент DD1.1 должен быть повторителем. Гальваническая связь выхода элемента DD1.2 с входом DD1.1 облегчает генерацию на высоких частотах (предельная частота достигает нескольких мегагерц).

Повторитель DD1.1 можно заменить двумя инверторами (либо элементами И-НЕ, ИЛИ-НЕ в режиме инвертора). Схема в этом случае приобретает вид, показанный на рис. 5.15,*б*.

Если для резисторов R1 и R2 обеспечивается условие $R2 \geqslant 2R1$, частоту генерации характеризует ориентировочная формула $f \approx 1/(2{,}3R1C1)$.

Назначение цепи R3, VD1 было рассмотрено в описании схемы на рис. 5.9.

Недостаток описанных мультивибраторов состоит в том, что при серийном их изготовлении для обеспечения одинаковых характеристик требуется индивидуальная подборка параметров времязадающей цепи. Объясняется это тем, что порог переключения разных экземпляров логических элементов неодинаков.

Небольшое усложнение схемы (рис. 5.16) обеспечивает возможность подстройки частоты по конкретной микросхеме, не касаясь параметров RC-цепи [16]. Органом подстройки служит делитель напряжения, подключенный к конденсатору RC-цепи. Теперь конденсатор C1 заряжается не от

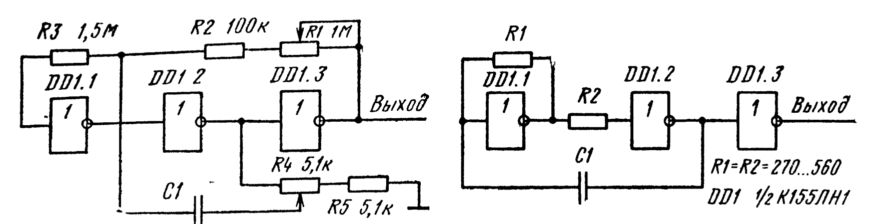


Рис. 5.16. Схема широкополосного мультивибратора КМОП с узлом подстройки частоты колебаний

Рис. 5.17. Схема мультивибратора на двух инверторах ТТЛ

всего перепада напряжения между выходом и входом оконечного инвертора, а только от его части, снимаемой с движка переменного резистора R4. Переменный резистор R1 использован для изменения постоянной времени RC-цепи и не влияет на приложенное к конденсатору напряжение.

Верхний и нижний пределы рабочей частоты определяет сопротивление резисторов R4 и R5, а также положение движка переменного резистора R4 — в верхнем положении движка резисторы R4 и R5 практически не влияют на частоту ($f_{г\,max} \approx 1/(1{,}4R1C1)$; в нижнем положении она равна $f_{г\,min} \approx 1/(1{,}4R1C1)$.

Для мультивибраторов, выполненных на маломощных микросхемах (К561ЛА7, К561ЛЕ5, К561ЛП2), сопротивление резисторов R4 и R5 следует увеличить, чтобы выходной ток не превышал 2,25 мА.

5.4. Мультивибраторы на логических элементах ТТЛ

Мультивибраторы на логических элементах ТТЛ отличаются от описанных в основном номиналами навесных компонентов по причине того, что входное сопротивление элементов ТТЛ гораздо меньше и неодинаково по высокому и низкому уровню. Здесь, как и в других рассмотренных устройствах на элементах ТТЛ, сопротивления внешних резисторов на входах микросхем не должны превышать определенных значений, чтобы падение напряжения за счет входного тока не достигало напряжения переключения. На рис. 5.17 представлена схема мультивибратора, подобного показанному на рис. 5.3, *а*. Роль резистора R2 — вспомогательная: он способствует, выравниванию интервалов импульс — пауза, и без него можно обойтись. Выходной элемент DD1.3 служит для развязки собственно генератора от нагрузки и улучшения формы выходных импульсов. Примерное значение частоты генерации при R1 = R2 = 390 Ом определяют по формуле $f \approx 1000/C1$, где частота в килогерцах, если емкость в нанофарадах.

Схема варианта мультивибратора с одной RC-цепью (близкого к показанному на рис. 5.15, *а*) изображена на рис. 5.18, *а*. Резистор R2 ≈ R1 играет ту же роль, что и R2 в устройстве по схеме на рис. 5.17.

Стабильность частоты у двух последних мультивибраторов невелика, так как период колебаний зависит от ряда нестабильных параметров — напряжения питания, температуры среды и т. п. Так, отклонение напряжения питания на ±5% вызывает уход частоты на ±1%. Поскольку сопротивление резистора R1 хронирующей цепи мало, для обеспечения колебания с пони-

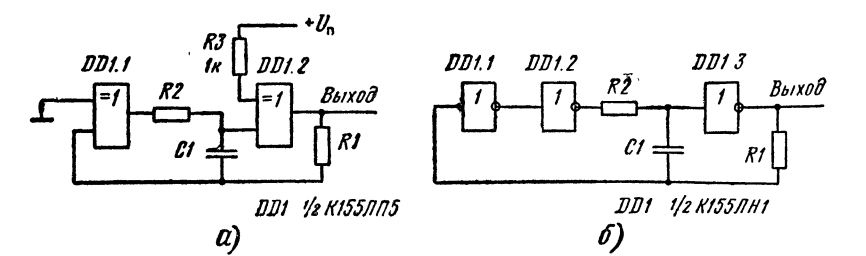


Рис. 5.18. Схема мультивибратора на повторителе и инверторе ТТЛ:
а — на логических элементах Исключающее ИЛИ; *б* — повторитель — два инвертора

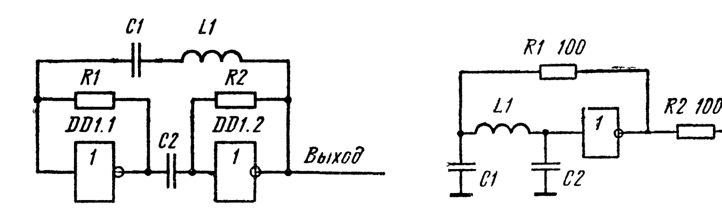


Рис. 5.19. Схема мультивибратора на двух инверторах ТТЛ с последовательным колебательным LC-контуром

Рис. 5.20. Схема мультивибратора с колебательным контуром на одном инверторе ТТЛ

женной частотой конденсатор С1 должен иметь большую емкость, а значит, большие размеры и массу.

Стабильность частоты колебаний мультивибратора на логических элементах удается существенно повысить путем замены хронирующей RC-цепи на колебательный LC-контур. Контур, обладающий даже небольшой добротностью, улучшает стабильность частоты не менее чем в 10 раз. Применение таких генераторов особенно оправдано для частоты 50 кГц и выше, в этом случае размеры контура невелики. В качестве катушек индуктивности могут быть и серийные высокочастотные дроссели типа Д, ДТ, Д1—Д4 и т. п.

На рис. 5.19 изображена схема простого мультивибратора с колебательным контуром. Элементы DD1.1 и DD1.2 для облегчения самовозбуждения переведены в усилительный режим. Частота генерирования определяется в основном последовательным контуром C1L1, хотя на частоту влияют и некоторые побочные факторы, в частности входная и выходная емкость логических элементов. Емкость конденсатора С2 должна быть достаточной для того, чтобы его емкостное сопротивление было пренебрежимо мало в сравнении с входным сопротивлением логического элемента.

Другой генератор подобного рода собран по схеме емкостной трехточки (рис. 5.20). Собственно генератор образован инвертором DD1.1 и контуром L1C1C2. Инвертор DD1.2 служит буферным усилителем и формирователем сигналов.

Частоту генерирования для двух последних устройств можно определять по известной формуле

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC10^{-9}}}, \qquad (5.10)$$

где f — частота, кГц; L — индуктивность катушки контура мкГн; C — емкость конденсаторов контура, нФ. Для последнего варианта в формулу подставляют суммарную емкость, образованную последовательно соединенными конденсаторами C1 и C2:

$$C=C1C2/(C1+C2).$$

На одной микросхеме К1555ТМ7 (К555ТМ7) можно реализовать четыре мультивибратора на разные частоты. Она содержит четыре D-триггера со статическим управлением по тактовому входу C, т. е. триггера-защелки. Каждый из триггеров имеет прямой и инверсный выходы относительно D-входа. Когда на входе C разрешающее напряжение высокого уровня, триггер-защелку можно рассматривать как два последовательно соединенных инвертора с выводами от каждого выхода.

Схема мультивибратора на одном из четырех триггеров микросхемы К155ТМ7 (рис. 5.21) не отличается по существу от ранее описанной (см. рис. 5.17). Резистор R2 (1...3,3 кОм) обеспечивает требуемое напряжение высокого уровня (2,5...3,5 В) на разрешающем входе C. Если мультивибратор собирают на микросхеме К555ТМ7, вход C можно соединить с выводом $U_п$ непосредственно.

Интересен по принципу действия мультивибратор, схема которого представлена на рис. 5.22. Здесь элементы И-НЕ охвачены перекрестной обратной связью, что способствует повышению крутизны фронта и среза выходных импульсов.

При включении питания конденсаторы C1 и C2 разряжены. Допустим, что в начальный момент на выходе 1, действует напряжение высокого уровня, а на выходе 2 — низкого. Образуются две параллельные цепи зарядки конденсаторов Первая: выход 1 — резистор R1 — конденсатор C1 — выход 2; вторая: выход 1 — конденсатор C2 — резистор R2 — выход 2. Напряжение низкого уровня на нижнем по схеме входе элемента DD1.1 обеспечивает устойчивый высокий уровень на выходе 1, и поэтому повышение напряжения на верхней обкладке конденсатора C1 не отражается на его состоянии. Во второй цепи по мере зарядки конденсатора C2 напряжение на резисторе R2 будет уменьшаться и, когда оно станет равным $U_{пор}$, произойдет переключение элемента DD1.2, и уровень на выходе 2 станет высоким.

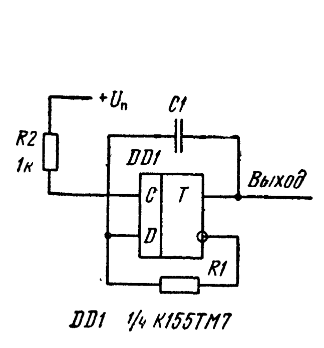


Рис. 5.21. Схема мультивибратора на D-триггере со статическим управлением

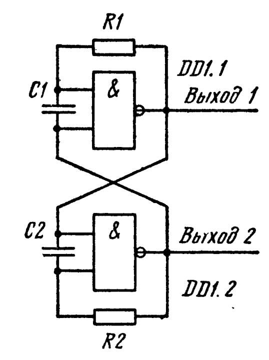


Рис. 5.22. Схема мультивибратора с перекрестной обратной связью

Если к этому моменту напряжение на верхнем входе элемента DD1.1 будет равно или выше $U_{пор}$, произойдет переключение этого элемента. После переключения начнется новый цикл, подобный описанному, с той разницей, что первым сработает элемент DD1.1. Оптимальный режим работы соответствует равенству R1C1=R2C2.

Качество автоколебательных мультивибраторов на логических элементах ТТЛ, как и в случае с одновибраторами, можно повысить введением дополнительного транзистора — биполярного или полевого — в роли буферного элемента между RC-цепью и входом микросхемы ТТЛ. Введение транзистора позволяет значительно увеличивать сопротивление резистора хронирующей цепи и соответственно уменьшать емкость конденсатора. Биполярный транзистор, к тому же, способствует повышению стабильности частоты генерирования.

Схема простого мультивибратора с транзистором показана на рис. 5.23. Транзистор работает в ключевом режиме и служит инвертором. Обратите внимание, что сопротивление резистора RC-цепи по сравнению с мультивибраторами без транзистора, примерно в $h_{21э}$ раз больше. Роль резистора R4 — вспомогательная, он, во-первых, ограничивает амплитуду тока зарядки и разрядки конденсатора C1, что особенно важно при большой его емкости, и, во-вторых, позволяет в некоторых пределах регулировать скважность выходных импульсов.

Период следования выходных импульсов можно определить по приблизительной формуле $T \approx 2{,}3RC$.

В лабораторной практике может быть полезен широкодиапазонный и стабильный автоколебательный мультивибратор, построенный по схеме на рис. 5.24. Период его колебаний можно плавно изменять в 200 раз. Напряжение низкого уровня на управляющем входе выключает генератор. При подаче напряжения $U_{упр}$ высокого уровня (2,8...4,5 В), а также, когда этот вход остается свободным, имеет место самовозбуждение.

Частота генерации определяется постоянной времени цепи (R1+R3), C1. Изменение емкости конденсатора C1 от 20 пФ до 10 мкФ обеспечивает изменение частоты от единиц мегагерц до долей герца. Резистор R2 способствует уравниванию длительности импульса и паузы. Наличие резистора R2 не обязательно.

При изменении напряжения питания на ±10% уход частоты колебаний не превышает ±1,5%. Температурный дрейф менее 0,1%/°C [9].

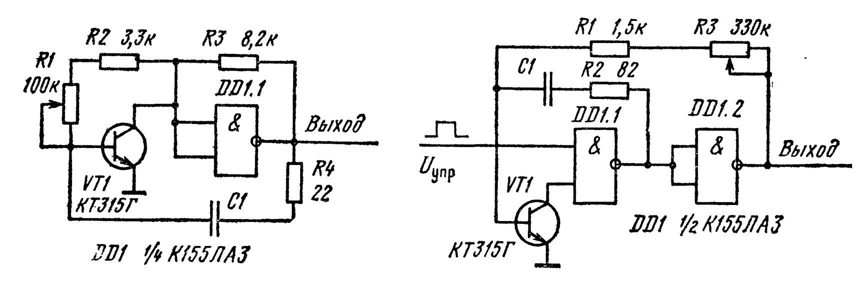


Рис. 5.23. Схема мультивибратора на одном инверторе и биполярном транзисторе

Рис. 5.24. Схема мультивибратора с широким частотным диапазоном

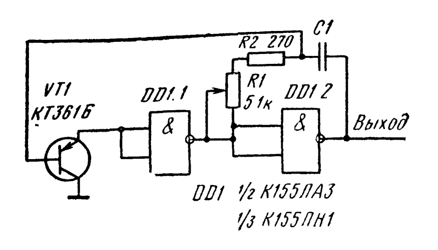


Рис. 5.25. Схема мультивибратора с эмиттерным повторителем на входе инвертора ТТЛ

Период следования выходных импульсов можно определять по ориентировочной формуле для предущего мультивибратора. В мультивибраторе по схеме на рис. 5.25 транзистор работает эмиттерным повторителем, т. е. имеет большое входное и малое выходное сопротивление. Вместо КТ361Б могут быть употреблены маломощные транзисторы, имеющие коэффициент $h_{21э} \geqslant 100$ (КТ209Е, КТ502Б, КТ3017Б, КТ3107Г, КТ30107Е и др.).

5.5. Мультивибраторы на основе триггеров

Схема мультивибратора на двух логических элементах КМОП с двумя времязадающими RC-цепями представлена на рис. 5.26, *а*. По существу, этот мультивибратор представляет собой два одновибратора (рис. 4.18) с перекрестными триггерными связями. Начиная с момента включения питания на одном из выходов возникает напряжение высокого уровня, на другом — низкого. Высокое напряжение заряжает соответствующий конденсатор, второй конденсатор в это время разряжен. Когда напряжение на обкладках заряжаемого конденсатора достигнет напряжения $U_{пор}$, произойдет переключение логического элемента и смена уровня на выходах. Начнется зарядка другого конденсатора через резистор, в то время как первый быстро разрядится через диод и выходную цепь логического элемента. Когда напряжение на заряжаемом конденсаторе окажется достаточным для переключения своего логического элемента, снова произойдет переключение, т. е. устройство будет работать в режиме самовозбуждения. Вместо триггера

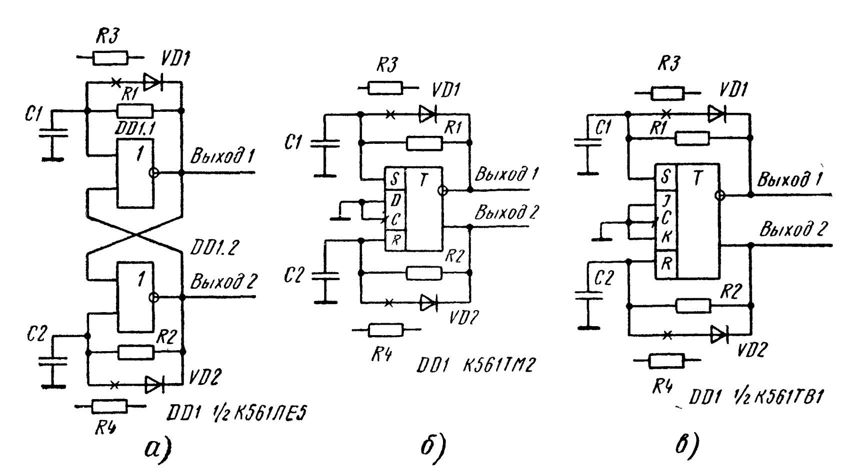


Рис. 5.26. Схема мультивибратора на RS-триггере с двумя RC-цепями:
а — RS-триггер на элементах ИЛИ — НЕ; *б* — с использованием входов S и R триггера D-типа; *в* — с использованием входов S и R триггера JK-типа

из логических элементов можно применить готовый триггер, например, из микросхемы К561ТМ2 (рис. 5.26, *б, в*). Период колебаний равен, очевидно, $T = t_1 + t_2$, где $t_1 = 0{,}7R1C1$, а $t_2 = 0{,}7R2C2$, откуда

$$T = 0{,}7(R1C1 + R2C2). \qquad (5.11)$$

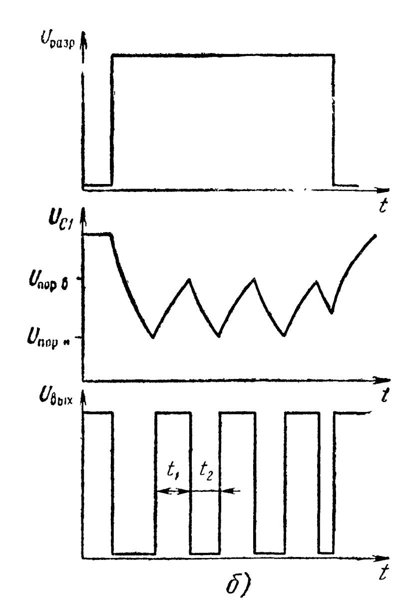
Такие мультивибраторы легче запускаются, когда $R1C1 \neq R2C2$.

Следует иметь в виду, что, если емкость конденсаторов C1 и C2 превышает 0,01 мкФ, при повышении напряжения питания до 10...15 В возникает опасность повреждения выходных транзисторов микросхем разрядным током конденсаторов. В качестве меры защиты от этого рекомендуется последовательно с диодами VD1 и VD2 включать токоограничительные резисторы сопротивлением 2,2...4,3 кОм. Резисторы должны обеспечивать более быструю разрядку соответствующего конденсатора сравнительно с временем зарядки конденсатора в другом плече [6].

На основе микросхемных триггеров Шмитта с инвертором могут быть выполнены простые и надежные генераторы прямоугольных импульсов. Генераторы на базе элементов КМОП и ТТЛ близки по принципу действия и по схеме.

На рис. 5.27, *а* изображена схема типичного устройства подобного рода. Для нормальной работы генератора достаточно одного входа триггера. Поскольку триггеры микросхемы К561ТЛ1 имеют по два входа, второй из них может быть использован в качестве разрешающего.

Пока на разрешающем входе напряжение низкого уровня, выходное будет высоким, таким же будет и напряжение на втором входе. С поступлением разрешающего сигнала напряжение высокого уровня на обоих входах вызовет падение напряжения на выходе. Конденсатор C1 начнет разряжаться через резистор R1 и выходную цепь триггера. Когда напряжение на конденсаторе C1 уменьшится до $U_{пор\,н}$, произойдет переключение триггера и выходное напряжение скачком возрастет до значения $U^1_{вых}$ — начнется цикл зарядки, который длится до тех пор пока конденсатор заряжается до напряжения $U_{пор\,в}$, после чего про-



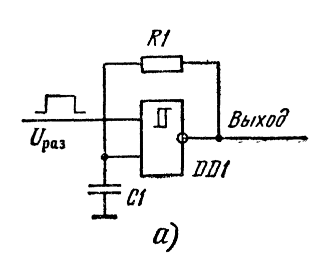


Рис. 5.27. Схема мультивибратора на триггере Шмитта с инверсией: *а* — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

изойдет новое переключение. В ходе процесса напряжение на конденсаторе колеблется между значениями $U_{пор\,н}$ и $U_{пор.в}$.

Время зарядки конденсатора (длительность стадии высокого выходного напряжения)

$$t_1=RC\ln\frac{U_п-U_{пор\,н}}{U_п-U_{пор.в}}, \qquad (5.12)$$

и низкого

$$t_2=RC\ln\frac{U_{пор.в}}{U_{пор.н}}. \qquad (5.13)$$

Следовательно, период колебаний

$$T=t_1+t_2=RC\left(\ln\frac{U_п-U_{пор.н}}{U_п-U_{пор.в}}+\ln\frac{U_{пор.в}}{U_{пор.н}}\right). \qquad (5.14)$$

Первый интервал выходного напряжения $U^0_{вых}$ после поступления сигнала разрешения длится дольше, чем последующие (в установившемся режиме). Объясняется это тем, что в начальный момент напряжение на конденсаторе C1 равно практически напряжению источника питания $U_п>U_{пор.в}$. Продолжительность этого интервала

$$t=RC\ln\frac{U_п}{U_{пор.н}}. \qquad (5.15)$$

Изменение питающего напряжения мало влияет на период колебаний, так как отношение $U_{пор.в}/U_{пор.н}$ при этом почти неизменно. Для разных экземпляров микросхемы параметры $U_{пор.в}$ и $U_{пор.н}$ могут различаться, что отражается на частоте генерации и скважности. Если требуется, резистор R1 выбирают подстроечным.

Сопротивление резистора R1 не должно быть менее 10 кОм, чтобы при зарядке и разрядке конденсатора импульс тока не превысил допустимого для выходных транзисторов триггера значения. Верхний предел сопротивления этого резистора — несколько мегаом.

Скважность выходных сигналов Q=2, когда пороги переключения триггера Шмитта $U_{пор.в}$ и $U_{пор.н}$ симметричны относительно уровня $U_п/2$. В реальных генераторах, как правило, это условие выполняется.

Регулировать скважность выходных импульсов можно так же, как и в описанных генераторах. На рис. 5.28 показан общий случай. Если требуется, чтобы участок t_1 ($U^1_{вых}$ на рис. 5.27, *б*) длился дольше, чем t_2, следует обеспечить R1>R2.

При R2>R1 — картина обратная. Постоянные резисторы R1 и R2 могут быть заменены одним переменным, что позволит плавно регулировать скважность (см. рис. 5.28, *б*).

С помощью двунаправленных электронных ключей и набора резисторов можно обеспечить дистанционное управление частотой по желаемой программе (рис. 5.29). Когда к разрешающим входам ключей приложено напряжение низкого уровня, все они закрыты и частота генерации определяется цепью R1C1. С поступлением на какой-либо ключ разрешающего сигнала высокого уровня ключ открывается и соответствующий резистор подключается параллельно резистору R1. Все ключи независимы и могут

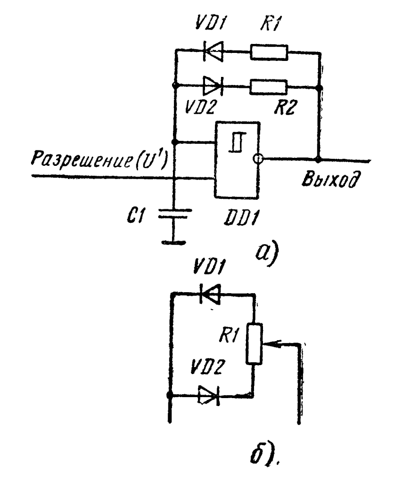


Рис. 5.28. Способ регулирования скважности генерируемых импульсов

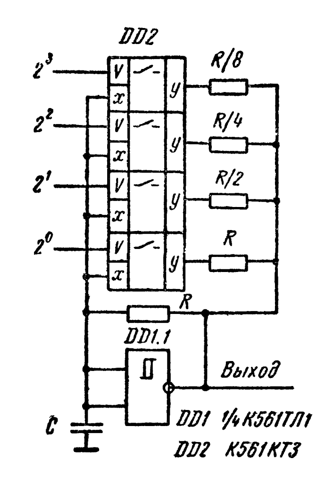


Рис. 5.29. Схема узла управления частотой генерации с помощью двунаправленных ключей

быть включены в любых сочетаниях, что дает возможность формировать до 16 различных значений частоты.

Микросхемы ТТЛ — триггеры Шмитта с инвертором (К155ТЛ2, К155ТЛ3, К555ТЛ2 и другие) — в роли генераторов прямоугольных импульсов имеют сходную схему (рис. 5.30). Такие генераторы устойчиво работают и на высоких частотах — вплоть до нескольких мегагерц — в этом их единственное преимущество перед подобными устройствами КМОП. Зарядка конденсатора C1 здесь происходит не только через резистор R1, но и через входную цепь микросхемы. Разряжается конденсатор только через резистор R1, поскольку эмиттерный переход входного транзистора оказывается закрытым. Вследствие этого обе стадии процесса различаются по длительности. Дополнительный резистор R2 сопротивлением 1...3,3 кОм повышает напряжение высокого уровня на выходе элемента DD1.1 на 0,7...1 В, что способствует повышению стабильности частоты колебаний.

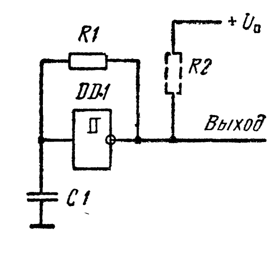


Рис. 5.30. Схема мультивибратора на триггере Шмитта с инверсией ТТЛ

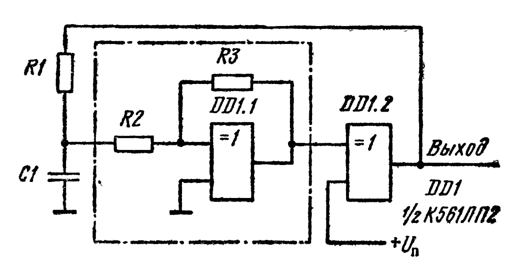


Рис. 5.31. Схема генератора импульсов с триггером Шмитта из логических элементов Исключающее ИЛИ

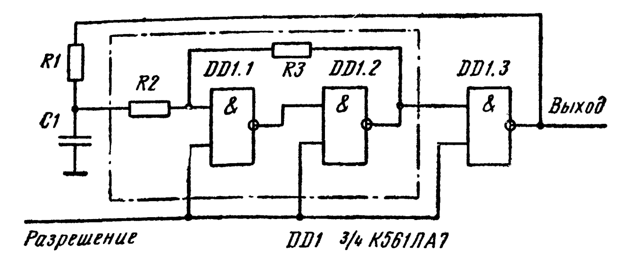


Рис. 5.32. Схема генератора импульсов с триггером Шмитта из логических элементов И-НЕ

Для генераторов импульсов на триггерах Шмитта ТТЛ работоспособность обеспечивается в узком диапазоне сопротивлений резистора времязадающей цепи: R1=200...800 Ом — для микросхем серий К155 и 133 и до 2 кОм — для К555. Ориентировочно частоту генератора можно найти по простой формуле $f \approx 1/(R1C1)$ (f, кГц; R1, кОм; C1 — мкФ).

Генератор может быть собран и на триггере Шмитта, составленном из логических элементов (см. рис. 2.18). Схемы генератора на логических элементах Исключающее ИЛИ И-НЕ структуры КМОП изображены на рис. 5.31 и 5.32. Штрихпунктиром выделен триггер Шмитта. Элемент DD1.2 на рис. 5.31 и DD1.3 на рис. 5.32 — инвертор, необходимый здесь, поскольку триггер работает без инверсии. В генераторе по схеме на рис. 5.32 можно употребить и элемент ИЛИ-НЕ, например К561ЛЕ1. Генерация в этом случае происходит при низком уровне напряжения на управляющем входе. Зная пороги переключения триггера (2.3, 2.4), период и частоту генерации, можно рассчитать по формулам (5.12)—(5.14).

5.6. Микросхемы — одновибраторы в роли мультивибраторов

Генераторы прямоугольных импульсов, обладающие высокими эксплуатационными характеристиками, могут быть реализованы и на одновибраторах. В отличие от типового режима работы одновибратор здесь запускается не от внешнего источника, а автоматически — срезом своих выходных импульсов через цепи обратной связи либо взаимно — поочередно сигналами двух одновибраторов. Удобны в этом отношении микросхемы, содержащие в одном корпусе два одновибратора, например К561АГ1, К155АГ3, К555АГ3.

Генератор кратковременных импульсов, схема которого изображена на рис. 5.33, *а*, работает в соответствии с таблицей состояний микросхемы К561АГ1 (см. табл. 4.3). Запуск происходит положительным перепадом импульсов на инверсном выходе одновибратора. Длительность этих импульсов определяется переходными процессами в микросхеме (десятки наносекунд). Период следования импульсов зависит от параметров хронирующей цепи R1C1 (см. 4.5).

Микросхема К561АГ1 позволяет создавать генератор импульсов с независимым регулированием периода следования импульсов, а также —

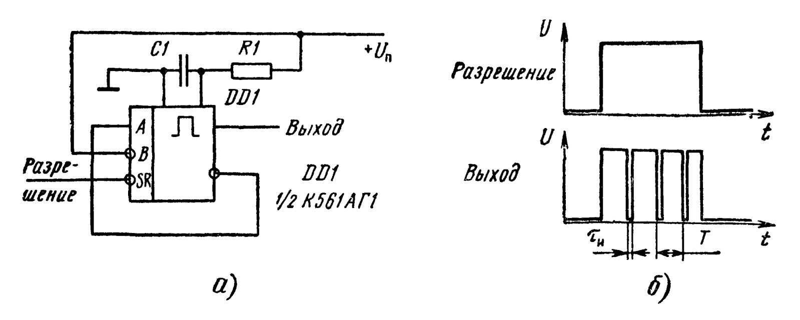


Рис. 5.33. Схема генератора кратковременных импульсов на одновибраторе

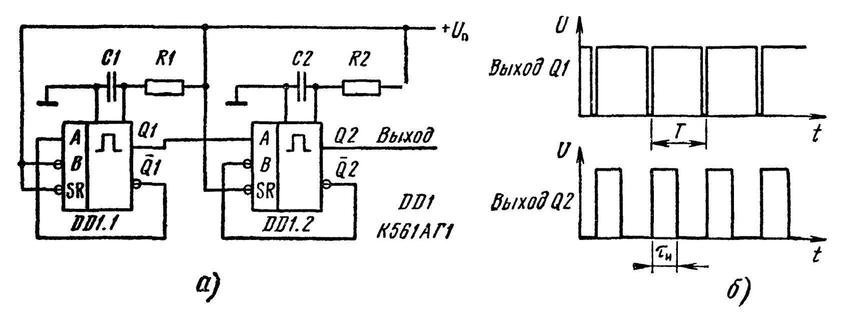


Рис. 5.34. Автогенератор прямоугольных импульсов на двух одновибраторах с независимым управлением периодом следования и скважностью импульсов: *а* — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

скважности (рис. 5.34, *а*). Первая ступень схемно повторяет предыдущий генератор (рис. 5.33, *а*). Ее короткие импульсы низкого уровня определяют выходную частоту. Вторая ступень включена одновибратором и служит для расширения этих импульсов. Таким образом, выходную частоту определяет цепь R1C1, а скважность — цепь R2C2. Для нормальной работы необходимо обеспечить $T > \tau_и$ (рис. 5.34, *б*). Входы R микросхемы могут быть использованы в качестве разрешающих или синхронизирующих. Когда на них подано напряжение низкого уровня, колебания срываются.

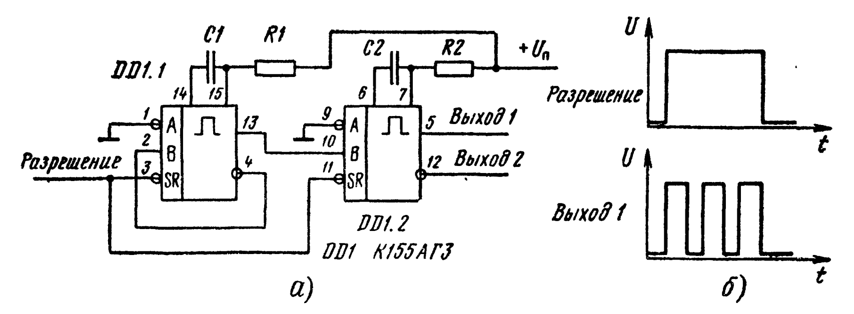


Рис. 5.35. Генератор прямоугольных импульсов на микросхемах К155АГ3 (К555АГ3):

Генератор по схеме рис. 5.35, *а* в функциональном отношении повторяет предыдущий. Небольшие различия обусловлены способом включения микросхемы К155АГ3.

Генератор по схеме на рис. 5.36 отличается от рассмотренных по принципу действия. Здесь два одновибратора DD1.1 и DD1.2 работают поочередно, каждый в типовом режиме, так, что один из них, оканчивая формирование импульса, переключает второй, а тот — снова первый, чем поддерживается непрерывная генерация. Период колебаний, таким образом, равен $T = \tau_{и1} + \tau_{и2}$. Выходное напряжение можно снимать с любого одновибратора. Выходы взаимно инверсны. Длительность составляющих периода колебаний $\tau_{и1}$ и $\tau_{и2}$ можно рассчитать по (4.2).

Путем наращивания числа элементов этот генератор легко обратить в многофазный мультивибратор (рис. 5.37).

Вариант схемы генератора прямоугольных импульсов на двух микросхемах К155АГ1 показан на рис. 5.38. Здесь каждый одновибратор запускается по двум входам: с выхода Q на входы A1 и A2 отрицательным перепадом и одновременно с выхода Q на вход B — положительным (см. табл. 4.1 переключений микросхемы К155АГ1).

Резистор R1, которым регулируют частоту колебаний, общий для обеих хронирующих цепей. Если конденсаторы C1 и C2 имеют одинаковую емкость, скважность выходных импульсов равна 2 и не зависит от частоты. Частоту колебаний можно изменять не только переменным резистором R, но и внешним управляющим напряжением $U_{упр}$ в пределах от 1 до 6 В. Частота генерации связана с этим напряжением линейной зависимостью. Рабочая частота может достигать 8 МГц.

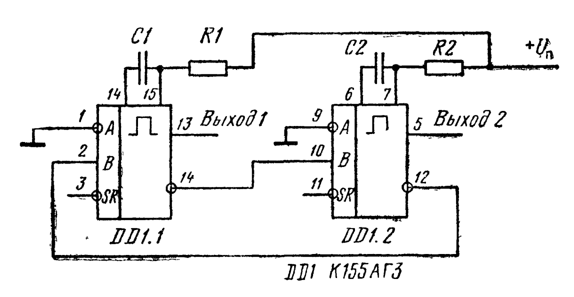


Рис. 5.36. Схема мультивибратора на двух одновибраторах с поочередным запуском

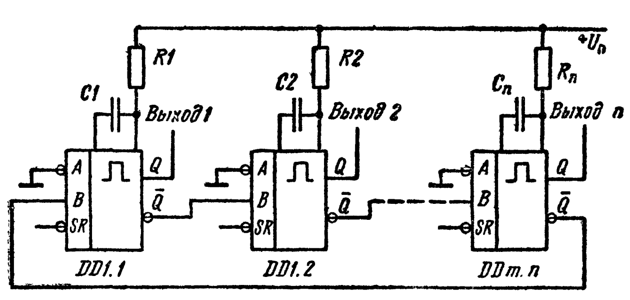
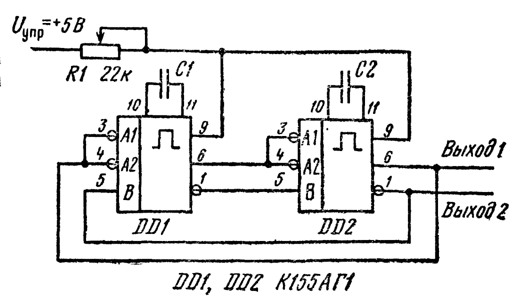


Рис. 5.37. Схема многофазного мультивибратора

Рис. 5.38. Схема генератора прямоугольных импульсов на двух микросхемах К155АГ1



Генератор обладает хорошей стабильностью: изменение питающего напряжения от 3,5 до 5,5 В вызывает уход частоты не более чем на 1%.

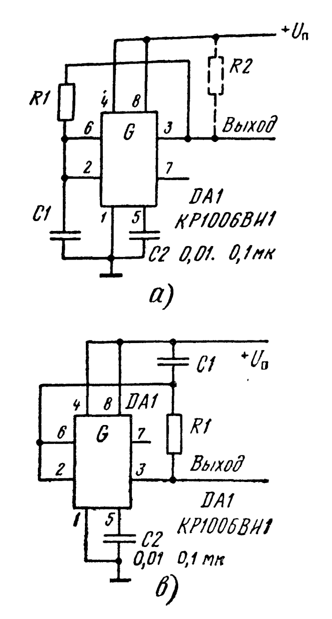
5.7. Мультивибраторы на таймере КР1006ВИ1

В современной аппаратуре широко применяют генераторы прямоугольных импульсов, выполненные на таймерах. При простоте схемы они обладают весьма высокими эксплуатационными характеристиками. Стабильность частоты генерации обеспечена принципом действия микросхемы. Так как образцовое напряжение на оба компаратора DA1 и DA2 (рис. 2.36) задают внутренние делители напряжения R1—R3, пороги срабатывания компараторов сдвигаются пропорционально изменению питающего напряжения, и напряжение, заряжающее конденсатор C1, меняется в той же пропорции, компенсируя погрешность. Уход частоты генератора при изменении напряжения питания на 1 В не превышает 0,1%.

В литературе описано много генераторов на таймерах. Схема простейшего из них изображена на рис. 5.39, *а*. За счет объединения обоих управляющих входов — выводы 2 и 6 — микросхема работает как триггер Шмитта. Времязадающая RC-цепь состоит из одного резистора (R1) и одного конденсатора (C1) и может быть легко приспособлена для перекрытия диапазона частот.

В момент подачи напряжения питания на входе таймера будет напряжение низкого уровня, на выходе — высокого. Конденсатор C1 начинает заряжаться. Как только напряжение на конденсаторе достигнет значения 2/3 $U_п$, сработает компаратор DA1. Он переключит внутренний триггер, и уровень выходного напряжения сменится на низкий. Конденсатор C1 начнет разряжаться. Когда напряжение на входе микросхемы снизится до 1/3 $U_п$, компаратор DA2 вызовет обратное переключение триггера и начнется новый цикл работы. В установившемся режиме генерации напряжение на конденсаторе колеблется в пределах от 1/3 $U_п$ до 2/3 $U_п$ (рис. 5.39, *б*).

Таймер КР1006ВИ1 устойчиво генерирует вплоть до частоты 1 МГц. Выходное напряжение, заряжающее конденсатор C1, немного меньше напряжения питания: $U^1_{вых}=U_п-U_{кэ}$, где $U_{кэ}$ — падение напряжения на выходном биполярном транзисторе таймера. Это — недостаток рассмотренного варианта генератора. Вычитаемое напряжение $U_{кэ}$=0,6...0,9 В служит причиной неравенства длительности стадий зарядки и разрядки, а также нестабильности частоты.



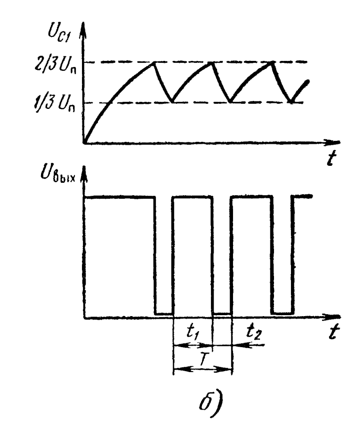


Рис. 5.39. Таймер КР1006ВИ1 в роли мультивибратора:

а — принципиальная схема; *б* — временна́я диаграмма; *в* — вариант схемы с зарядкой конденсатора при $U_{вых}=0$

Включением дополнительного резистора R2 сопротивлением 1...2 кОм разность $U_п - U^1_{вых}$ можно уменьшить, улучшив тем самым параметры генератора. Скважность становится практически равной 2, а уход частоты при изменении питания от 5 до 12 В (без нагрузки) менее 0,1%. Однако резистор R2 дополнительно нагружает источник питания при $U^0_{вых}$.

Период колебаний можно определить, приняв $U^1_{вых} \approx U_п$; $U^0_{вых} \approx 0$ В,

$$t_з \approx 0{,}7R1C1, \tag{5.16}$$

$$t_р \approx 0{,}7R1C1, \tag{5.17}$$

следовательно, период колебаний

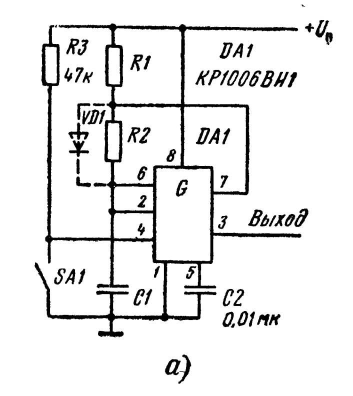
$$T = t_з + t_р = 1{,}4R1C1. \tag{5.18}$$

Вариант генератора на рис. 5.39, *в* работает подобно рассмотренному с тем лишь отличием, что зарядка конденсатора происходит, когда выходное напряжение имеет низкий уровень, и разрядка — высокий.

На частоту этих генераторов влияет сопротивление нагрузки, что является существенным их недостатком. Так, при напряжении питания $U_п = 12$ В (R2=1 кОм, см. рис. 5.39, *а*) изменение нагрузки в пределах от 10 до 1 кОм вызывает уход частоты на 2,5%.

На практике чаще употребляют генератор по схеме рис. 5.40, *а* свободный от этого недостатка. Здесь резистор R3 и выключатель SA1 служат для прерывания колебаний. При замкнутых контактах генерация прекращается. Если прерывания не требуется, эту цепь исключают, а вывод 4 таймера соединяют с плюсовым проводом питания, как обычно.

Зарядный ток конденсатора C1 протекает через резисторы R1 и R2. У транзистора VT1 таймера (см. рис. 2.36) коллектор соединен с выводом 7, поэтому транзистор в это время закрыт. Выходное напряжение имеет



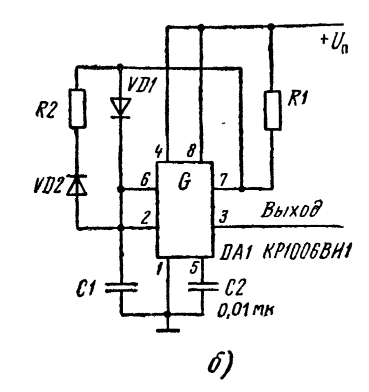


Рис. 5.40. Мультивибратор на таймере КР1006ВИ1 с улучшенными параметрами:

а — принципиальная схема; *б* — схема мультивибратора, позволяющая изменять скважность выходных сигналов

высокий уровень. После достижения на конденсаторе С1 напряжения 2/3 $U_п$ произойдет переключение внутреннего триггера, одновременно с переключением выходных транзисторов таймера откроется и транзистор VT1 и начнется разрядка конденсатора.

Разрядный ток течет через резистор R2 и выходной транзистор VT1. Так как на выводе 7 таймера напряжение практически равно нулю, подзарядки конденсатора не происходит. Когда напряжение на конденсаторе С1 уменьшится до 1/3 $U_п$, произойдет очередное переключение, транзистор VT1 закроется и начнется новый цикл работы. В этом генераторе хронирующая цепь и выход таймера не связаны между собой. Для возникновения самовозбуждения следует обеспечить сопротивление R2⩾3 кОм.

Временные диаграммы работы генератора такие же, как и у предыдущего.

Время зарядки конденсатора С1

$$t_з=(R1+R2)C1\ln\left(\frac{U_п-{}^2/_3U_п}{U_п-{}^1/_3U_п}\right)=0{,}693(R1+R2)C1\approx0{,}7(R1+R2)C1, \quad (5.19)$$

а время разрядки

$$t_р=0{,}693R2C1\approx0{,}7R2C1. \quad (5.20)$$

Период колебаний, таким образом,

$$T=t_з+t_р=0{,}7(R1+2R2)C1, \quad (5.21)$$

а частота колебаний

$$f=1/T=1{,}44/[(R1+2R2)C1]. \quad (5.22)$$

Важно отметить, что напряжение питания не входит в эти формулы, т. е. не влияет на частоту генерирования.

Так как R1+R2>R2, длительность зарядки t_1 (в течение которой $U_{вых}$ имеет высокий уровень) всегда превышает длительность t_2. Скважность выходного напряжения

$$Q=(t_1+t_2)/t_1=T/t_1=(R1+R2)/R1. \quad (5.23)$$

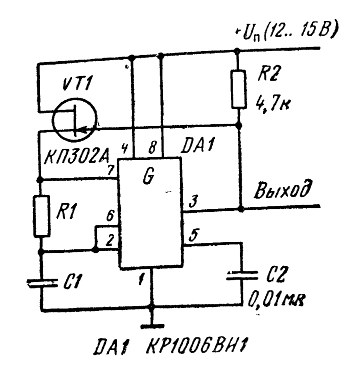


Рис. 5.41. Схема мультивибраторов на таймере КР1006ВИ1, обеспечивающая выходные импульсы со скважностью Q=2

Если желательно иметь симметричный выходной сигнал, следует параллельно резистору R включить диод VD1, выведя тем самым резистор R2 из цепи зарядки конденсатора. Еще один диод — VD2, включенный последовательно с резистором R2 (рис. 5.40, *б*), создает равные условия для разрядки, в результате чего отношение t_1/t_2 становится эквивалентным отношению R1/R2. Хронирующая цепь с диодами позволяет регулировать скважность в широких пределах.

Когда требования к симметрии выходных сигналов не очень высоки, можно ограничиться только одним диодом VD1.

Выходное напряжение строго симметричной формы со скважностью 2 можно получить, добавив последовательно с резистором RC-цепи полевой транзистор VT1 (рис. 5.41). Сопротивление этого транзистора в открытом состоянии должно быть, по меньшей мере, в сто раз меньше сопротивления зарядного резистора R1, если необходимо обеспечить ошибку в симметрии менее 1%.

Когда выходное напряжение имеет высокий уровень, транзистор VT1 открыт и конденсатор C1 заряжается. Когда напряжение на конденсаторе достигнет $2/3\,U_п$, сработает компаратор DA1 и напряжение на выходе упадет до низкого уровня. В этот момент полевой транзистор VT1 закроется, отключая RC-цепь от источника питания, а внутренний транзистор VT1 таймера (рис. 2.29) откроется, разряжая конденсатор. Когда напряжение на входах компараторов снизится до $1/3\,U_п$, произойдет новое переключение и описанный процесс будет повторяться. Поскольку при разрядке конденсатора RC-цепь отключена от источника питания, продолжительность циклов зарядки и разрядки одинакова. Строгая симметричность выходных импульсов такого генератора зависит от точности, с которой подобраны сопротивления резисторов внутреннего делителя, создающего образцовые напряжения для компараторов. Оптимальное напряжение питания для генератора по схеме на рис. 5.41 — от 12 до 15 В. При меньшем напряжении параметры транзистора VT1 сильнее сказываются на качестве работы. Частота генерации $f_{ген}=0{,}72/(R1C1)$.

После включения питания, когда напряжение на конденсаторе C1 равно нулю, первый интервал выходного напряжения длится дольше, чем последующие в установившемся режиме. Продолжительность его равна $t_0= =1{,}1(R1+R2)C1$.

Частотную модуляцию колебаний можно реализовать, подавая модулирующее напряжение на вывод 5 таймера, на котором действует образцовое напряжение компаратора DA1, $U_{обр}=2/3\,U_п$ (рис. 5.42). При изменении образцового напряжения для обеспечения срабатывания компаратора напряжение на другом его входе — выводе 6 — должно измениться таким же образом. Поскольку напряжение на выводе 6 определяется временем зарядки и разрядки конденсатора C1, длительность интервалов t_1 и t_2 будет

Рис. 5.42. Способ частотной модуляции колебаний мультивибратора на таймере КР1006ВИ1 (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

меняться пропорционально модулирующему напряжению (рис. 5.42, *б*). Для успешной работы необходимо соблюдать условие $f_{ген} \gg f_{мод}$.

5.8. Мультивибраторы на операционных усилителях

Схема простого генератора прямоугольных импульсов на ОУ и временные диаграммы его работы изображены на рис. 5.43, *а* и *б*. В равной мере они применимы и к компараторам. Как и в ранее рассмотренных устройствах на ОУ, выходное напряжение имеет знакопеременный характер и изменяется от положительного значения $+U_{вых} \approx +U_п$ до отрицательного $-U_{вых} \approx -U_п$.

Операционный усилитель работает в режиме триггера Шмитта за счет обратной связи через делитель напряжения R2, R3 с выхода на неинверти-

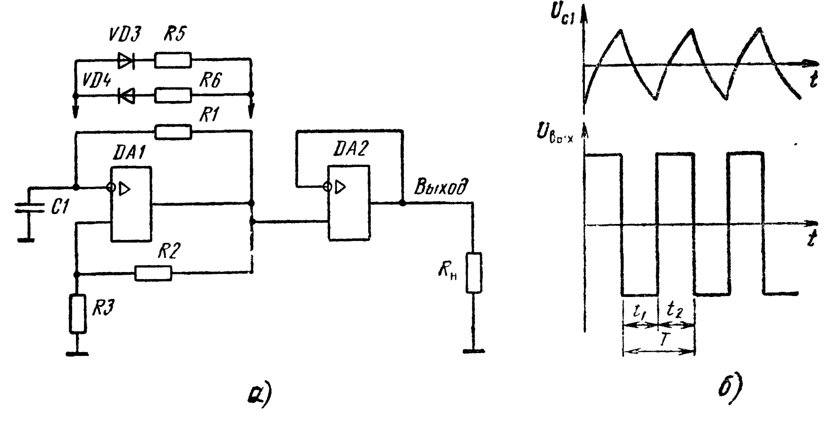


Рис. 5.43. Генератор прямоугольных импульсов на ОУ (компараторе напряжения):

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

рующий вход. К инвертирующему входу приложено напряжение конденсатора хронирующей RC-цепи. К обоим входам прикладывается напряжение, знак которого определяется выходным состоянием ОУ. Напряжение на неинвертирующем входе по форме повторяет выходное. Напряжение на инвертирующем входе периодически изменяется по экспоненциальному закону, поскольку конденсатор C1 перезаряжается током, поступающим с выхода через резистор R1.

Переключение происходит, когда напряжение на инвертирующем входе начинает превышать по абсолютному значению напряжение на другом входе. При описании процесса допускают, что переключение происходит при равенстве напряжений на обоих входах, поскольку реальное превышение напряжения весьма мало — единицы милливольт.

Период колебаний зависит, таким образом, не только от параметров RC-цепи, но и от соотношения R2/R3. В момент включения питающих напряжений $+U_п$ и $-U_п$ конденсатор C1 разряжен и на инвертирующем входе напряжение равно нулю относительно общего провода, поэтому на выходе действует положительное напряжение $U_{вых(+)}$. На неинвертирующем входе напряжение положительно:

$$U_{обр}=U_{вых(+)}\frac{R3}{R2+R3}=\beta U_{вых(+)}. \qquad (5.24)$$

Конденсатор C1 будет заряжаться через резистор R1.

Когда напряжения на обоих входах ОУ сравняются, произойдет его переключение и выходное напряжение скачком сменится на отрицательное $U_{вых(-)}$. Напряжение на неинвертирующем входе станет

$$-U_{обр}=-U_{вых(-)}\frac{R3}{R2+R3}=-\beta U_{вых(-)}. \qquad (5.25)$$

После переключения начнется перезарядка конденсатора C1. Она длится до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не станет равным напряжению (отрицательному) на неинвертирующем входе. Произойдет очередное переключение, выходное напряжение снова станет положительным, и начнется новый цикл.

Интервалы времени между переключениями в установившемся режиме работы характеризуются следующими соотношениями:

$$t_1=R1C1\ln\frac{|U_{вых(+)}|+\beta|U_{вых(-)}|}{\beta(|U_{вых(+)}|+|U_{вых(-)}|)}, \qquad (5.26)$$

$$t_2=R1C1\ln\frac{|U_{вых(-)}|+\beta|U_{вых(+)}|}{\beta(|U_{вых(+)}|+|U_{вых(-)}|)}, \qquad (5.27)$$

где $\beta=R3/(R2+R3)$. (5.28)

Когда $|+U_п|=|-U_п|$, то выражения для расчета временных интервалов упрощаются

$$t_1=t_2=R1C1\ln\frac{1+\beta}{1-\beta}. \qquad (5.29)$$

Если в последнее уравнение подставить значение β из (5.28), то

$$t_1 = t_2 = R1C1 \ln[1 + (2R3/R2)], \quad (5.30)$$

период колебаний

$$T = 2R1C1 \ln[1 + (2R3/R2)] \quad (5.31)$$

и частота генерирования

$$f = 1/T. \quad (5.32)$$

При R2=R3 формулы упростятся еще более

$$T = 2{,}2R1C1, \quad (5.33)$$

$$f = 1/(2{,}2R_1C_1) = 0{,}45/(R1C1). \quad (5.34)$$

Параметры самого ОУ в расчетные формулы не входят. Однако при выборе отношения сопротивлений R2 и R3 необходимо считаться с предельно допустимым входным синфазным напряжением (указывают в справочниках). Обычно оно равно $(0{,}5...0{,}7)U_п$, в зависимости от типа ОУ.

Резисторы смешения R2, R3 и RC-цепь образуют мост, к измерительной диагонали которого подключены входы ОУ. Устройства с мостовыми времязадающими цепями обладают повышенной стабильностью частоты генерации, поскольку здесь чувствительный элемент (ОУ) реагирует не на абсолютное значение напряжения на конденсаторе, а на разность между двумя значениями напряжения.

Соотношение R3/R2, определяющее порог переключения, берут обычно в границах 0,1...1. Выбор номиналов резисторов R2 и R3 в достаточной мере произволен, так как здесь важно их отношение. Следует, однако, считаться и с входным током микросхемы: ток через делитель R2, R3 и ток зарядки конденсатора (минимальные значения — перед срабатыванием) должны быть хотя бы в 10 раз больше входного тока ОУ. Типовые сопротивления делителя — от десяти до нескольких сот килоом.

Для регулирования частоты колебаний достаточно резистор R1 выбрать переменным. Иногда частотой управляют изменением соотношения R2/R3.

Максимальная частота, при которой выходные импульсы еще сохраняют прямоугольную форму, ограничена быстродействием конкретного типа ОУ. В сравнении с быстродействием цифровых микросхем оно обычно невелико. Для ОУ широкого применения генерация прямоугольных импульсов ограничена десятками килогерц. Генератор сохраняет работоспособность и на более высокой частоте, но из-за малой крутизны фронтов выходное напряжение становится трапецеидальным или даже треугольным.

Из соотношений (5.26) и (5.27) следует, что интервалы t_1 и t_2, а значит, и период колебаний $T = t_1 + t_2$ зависят от уровня выходного напряжения, и, следовательно, нестабильность напряжения источников питания отражается на этих параметрах. Стабилизация выходного уровня, как показано на рис. 5.44, улучшает показатели генератора. Для стабилизации используют два включенных встречно стабилитрона VD1 и VD2 либо один двуханодный стабилитрон. Во время положительного полупериода выходного напряжения VD1 действует как диод, а VD2 — как стабилитрон. При отрицательном — наоборот. Так обеспечивается симметрия выходного напряжения относительно нулевого уровня. Резистор R4 ограничивает ток через стаби-

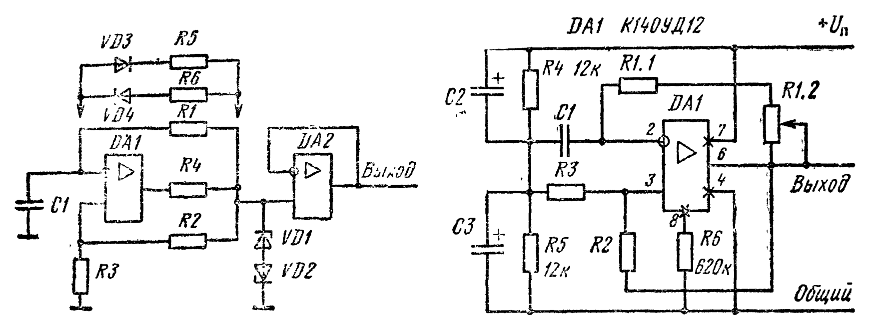


Рис. 5.44. Схема стабилизации выходных уровней генераторов на ОУ (компараторе напряжения)

Рис. 5.45. Схема генератора прямоугольных импульсов на ОУ К140УД12

литроны. Второй ОУ, включенный повторителем напряжения (коэффициент усиления равен 1), служит буфером между генератором и нагрузкой.

Сопротивление резистора R4 для случая, когда значение напряжения стабилизации обоих стабилитронов равны, можно найти по следующей формуле:

$$R4=[|U_{вых}|-(U_{ст}+0{,}7В)]/I_{ст\ min}, \qquad (5.35)$$

где $|U_{вых}|$ — абсолютное значение напряжения на выходе ОУ; поскольку он работает в импульсном режиме, то $|U_{вых}|\approx|U_п|$; $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона; $I_{ст\ min}$ — минимальный ток стабилизации стабилитрона (указан в справочниках).

Выходное напряжение рассматриваемого генератора имеет симметричную форму. Управлять скважностью, если это требуется, можно, как и в ранее описанных устройствах, резисторно-диодными цепями R5, VD3 и R6, VD4 — одна для положительного полупериода выходного напряжения, другая — для отрицательного. Если используют обе цепи, можно обойтись без резистора R1.

До сих пор при рассмотрении генераторов на ОУ предполагалось, что для питания применяют двухполярный источник с напряжением $+U_п$ и $-U_п$ относительно общего провода. На рис. 5.45 показана схема такого генератора с однополярным питанием. Для уменьшения потребляемой мощности использован микромощный прибор тип К140УД12. Общий провод здесь создан искусственно — делителем напряжения из двух резисторов R4 и R5 одинакового сопротивления. Резистор R6 задает управляющий ток микросхемы. В остальном схема не отличается от ранее рассмотренных.

Расчет частоты генерации можно выполнять по формуле (5.31). Быстродействие микросхемы К140УД12 не очень велико, и частотный интервал ограничен десятками килогерц. Генератор устойчиво работает при питании напряжением 5...15 В. Потребляемый ток не превышает 100 мкА. Относительная нестабильность частоты генерации $\Delta f_{г.отн}$ менее 2% при изменении напряжения питания от 10 до 15 В; менее 4% при изменении от 5 до 10 В и менее ±1% для питающего напряжения 10 В±10%.

5.9. Генератор с фазовой автоподстройкой частоты К564ГГ1

Микросхема К564ГГ1 относится к числу универсальных. Среди ее многочисленных применений можно назвать частотную модуляцию и демодуляцию, синтез и умножение частот, частотную дискриминацию, преобразование напряжение-частота, синхронизация сигналов [4, 19, 25].

Принцип фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) поясняет рис. 5.46. В состав устройства входят: генератор, управляемый напряжением ГУН, фазовый компаратор ФК, фильтр низкой частоты (интегрирующая цепь R1C1). Главный узел — ГУН. Он вырабатывает однополярные прямоугольные импульсы со скважностью Q=2 (меандр) и амплитудой, близкой к напряжению питания. В отсутствие управляющего входного сигнала частота колебаний определяется внешней RC-цепью (на рисунке не показана). Выходное напряжение ГУН подано на один вход фазового компаратора ФК, а на второй его вход поступают внешние сигналы.

Фазовый компаратор регистрирует разность фаз между внешними сигналами и импульсами с выхода ГУН, преобразуя ее в импульсы, длительность которых пропорциональна этой разности. В роли фазового компаратора часто используют логический элемент Исключающее ИЛИ (см. рис. 2.6). Выходные однополярные импульсы фазового компаратора сглаживаются интегрирующей цепью (фильтром низкой частоты), формируя напряжение рассогласования. Это напряжение управляет частотой генератора, приближая ее к частоте входного сигнала до тех пор, пока обе частоты не сравняются.

Напряжение рассогласования является функцией фазового сдвига между импульсами на входах компаратора, что определило название метода автоподстройки.

Как следует из описания, напряжение рассогласования на конденсаторе фильтра следует за изменениями частоты, что позволяет использовать его в качестве выходного сигнала преобразования частота — напряжение.

Если обе последовательности импульсов равны по частоте и каждая представляет собой меандр, а в роли фазового компаратора использован логический элемент Исключающее ИЛИ, напряжение рассогласования связано с фазовым углом линейной зависимостью (рис. 5.47). При фазовом сдвиге в 90° напряжение рассогласования (управляющее напряжение ГУН) равно $0{,}5U_п$, а соответствующая ему частота f_0 называется центральной или свободной.

После захвата входного сигнала система продолжает следить за изменениями его частоты.

Пределы перестройки частоты ГУН ограничены и, если центральная частота значительно отличается от частоты входного сигнала, захвата про-

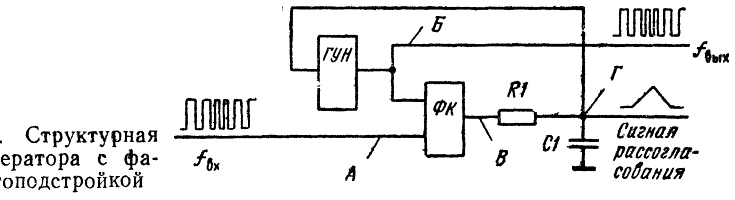


Рис. 5.46. Структурная схема генератора с фазовой автоподстройкой

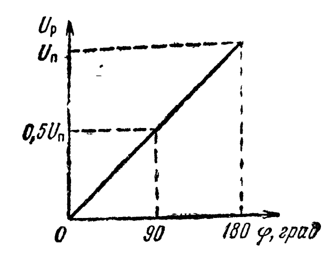


Рис. 5.47. Зависимость напряжения рассогласования от фазового угла последовательностей импульсов на входе фазового компаратора на основе логического элемента Исключающее ИЛИ

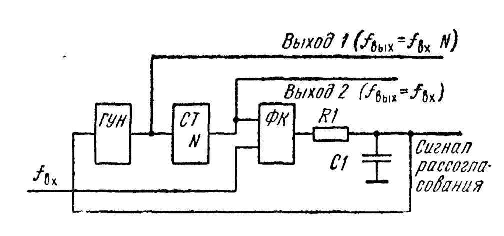


Рис. 5.48. Схема системы фазовой автоподстройки с делителем частоты

исходить не будет. Полосу частот для входных сигналов, в которой система ФАПЧ будет синхронизировать первоначально несинхронизированные сигналы, называют диапазоном захвата частоты ($2f_c$). Частотную полосу входных сигналов, в которой система сохраняет синхронизацию уже засинхронизированных сигналов, определяют как диапазон автоподстройки частоты ($2f_L$). Диапазон захвата не может превышать диапазона автоподстройки

Если выход ГУН и вход компаратора соединены через делитель частоты с $K_{дел}=N$, то часота автоподстройки ГУН будет в N раз выше входной (рис. 5.48).

Интегрирующая цепь играет роль сглаживающего фильтра и служит для выделения постоянной составляющей из последовательности однополярных прямоугольных импульсов (рис. 5.49). Параметры этого фильтра имеют су-

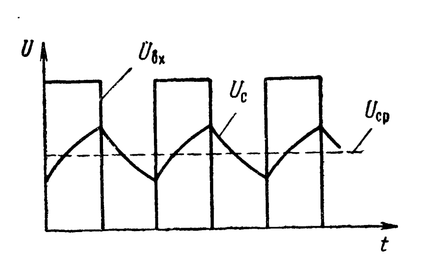


Рис. 5.49. Сглаживание импульсов интегрирующей цепью

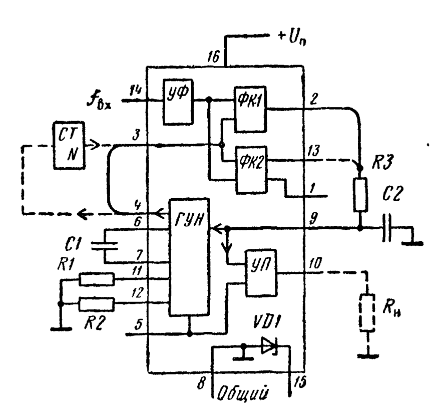


Рис. 5.50. Структура микросхемы К564ГГ1 и ее внешние компоненты. Назначение выводов микросхемы:

1 — выход фазовых импульсов; *2* — выход фазового компаратора ФК1; *3* — вход компараторный; *4* — выход ГУН; *5* — вход блокирующий ГУН и усилитель-повторитель; *6* и *7* — конденсатор ГУН; *8* — общий провод; *9* — вход управляющий ГУН и усилителем-повторителем; *10* — выход усилителя-повторителя; *11* — внешний резистор R1; *12* — внешний резистор R2; *13* — выход фазового компаратора ФК2; *14* — сигнальный вход; *15* — катод стабилитрона; *16* — питание $+U_п$

щественное значение для успешной работы системы ФАПЧ, поскольку его постоянная времени определяет скорость, с которой система может реагировать на изменения входной частоты. Кроме того, от постоянной времени зависит и качество работы ГУН: чем больше постоянная времени, тем лучше сглаживание, но зато меньше напряжение на конденсаторе. Благодаря фильтру улучшается также помехоустойчивость системы, поскольку конденсатор фильтра служит как бы кратковременной памятью, которая сохраняет среднее значение управляющего напряжения ГУН, когда на входные сигналы накладываются импульсные помехи.

Логическая структура микросхемы К564ГГ1 вместе с навесными компонентами, обеспечивающими нормальное функционирование, показана на рис. 5.50. Собственно микросхема содержит: усилитель-формирователь входного сигнала УФ; два фазовых компаратора ФК1 и ФК2; генератор, управляемый напряжением ГУН; усилитель-повторитель УП (истоковый повторитель); стабилитрон VD1 с напряжением стабилизации 5,6 В. Стабилитрон — вспомогательный элемент и прямого отношения к узлам микросхемы не имеет. Его подключают, когда есть надобность в стабилизации питающего напряжения. Микросхема выполнена так, что отдельные функциональные узлы (ГУН, ФК) имеют внешние входы и выходы и могут быть использованы самостоятельно.

Сердце прибора — ГУН. Его частоту определяют навесные компоненты R1, R2 и C1, а также внешнее напряжение на управляющем входе (вывод 9). Сопротивление управляющего входа очень велико — примерно 10^{12} Ом. Также велико входное сопротивление усилителя-повторителя. Благодаря этому, схема фильтра низких частот может быть простейшей с широким выбором соотношений номиналов. Это важное достоинство микросхемы, так как на практике в устройствах с ФАПЧ для получения оптимальных результатов нередко требуется экспериментальная подборка параметров петлевого фильтра.

Частота генерации линейно связана с напряжением на управляющем входе (рис. 5.51). Рисунок 5.51, *б* поясняет роль резистора R2. Зависимость центральной частоты генерации f_0 от емкости конденсатора C1 и сопротивления резистора R1 в отсутствие резистора R2 (т. е. при R2=∞) представ-

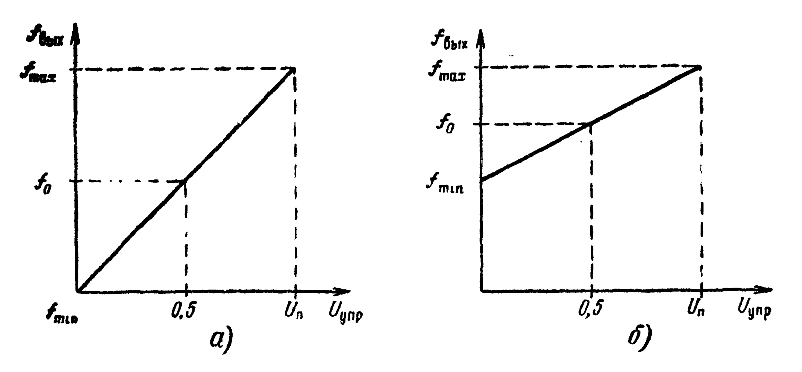


Рис. 5.51. Зависимость частоты генерации микросхемы К564ГГ1 от напряжения на управляющем входе:
а — R2=0; *б* — R2>0

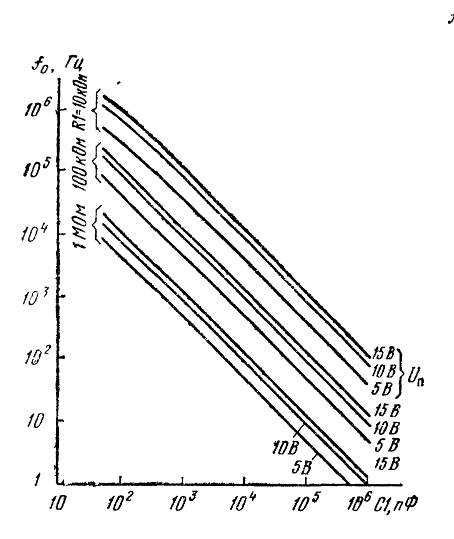


Рис. 5.52. Зависимость центральной частоты генерации f_0 от значения R1 и C1 ($R2=\infty$, $U_{вх\ ГУН}=0{,}5U_п$)

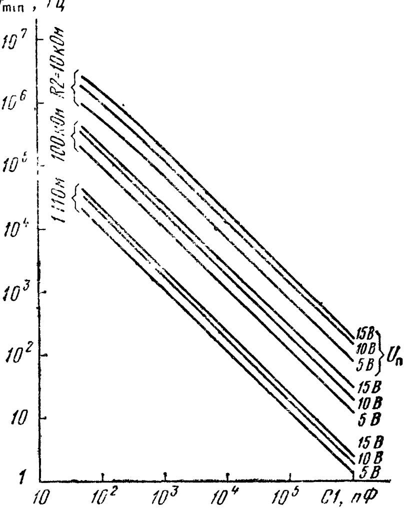


Рис. 5.53. Зависимость частоты сдвига от значения R2 и C1 ($R=\infty$; $U_{вх\ ГУН}=0$)

лена на рис. 5.52. Влияние резистора R2 на смещение частоты характеризует рис. 5.53. Как следует из этих рисунков, напряжение питания в небольшой степени влияет на частоту генерации. Метод расчета значений компонентов времязадающей цепи описан далее.

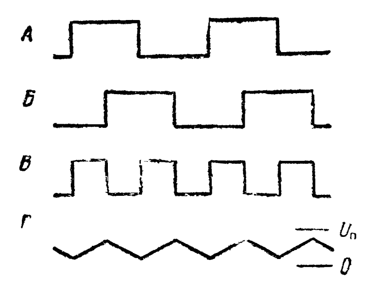
Генерацию по желанию можно прервать. Для этой цели предусмотрен вход «Запрет» (вывод 5), управляющий также и усилителем-повторителем. Когда на выводе 5 напряжение низкого уровня, генератор и усилитель-повторитель включены, при высоком они бездействуют и потребление мощности при этом минимально.

Как отмечалось, выходное напряжение генератора (на выводе 4) имеет вид прямоугольных импульсов со скважностью $Q=2$. Для обеспечения режима фазовой автоподстройки эти импульсы подают на фазовые компараторы (вывод 3) непосредственно или через триггерный делитель частоты. В дальнейшем для удобства изложения вход, на который подают внешний сигнал, будем называть сигнальным, а второй — компараторным. Внешние сигналы на вход сигнального усилителя-формирователя (вывод 14) можно подводить непосредственно, если они по амплитуде удовлетворяют известным требованиям к сигналам микросхем КМОП: $U^0_{вх} \leqslant 0{,}3U_п$ и $U^1_{вх} \geqslant 0{,}7U_п$. Сигналы меньшей амплитуды следует подавать через разделительный конденсатор.

Реальная микросхема К564ГГ1 содержит два фазовых компаратора — это позволяет расширить ее функциональные возможности. Компараторы различны, что дает возможность разработчику выбирать оптимальные условия их работы в соответствии с характером напряжения на сигнальном входе (вывод 14). Режим ФАПЧ реализуют путем подключения резистора R3 фильтра низкой частоты к выходу одного из компараторов — к вы-

Рис. 5.54. Временны́е диаграммы работы микросхемы К5564ГГ1 с замкнутой петлей фазовой автоподстройки (задействован фазовый компаратор ФК1):

А — входные сигналы; Б — выходные сигналы ГУН (входные для компаратора); В — выходные сигналы фазового компаратора ФК1; Г — сигналы рассогласования (сравни с рис. 5.46).



воду 2 либо к выводу 13. Компаратор ФК2 имеет дополнительный индикаторный выход (вывод 1), о котором будет сказано далее.

Фазовый компаратор ФК1 представляет собой логический элемент Исключающее ИЛИ. Диапазон автоподстройки максимален, когда импульсы, действующие на сигнальном входе и входе компараторов, имеют скважность 2. Временны́е диаграммы системы фазовой автоподстройки изображены на рис. 5.54.

Из рис. 5.47 следует, что напряжение на конденсаторе С2 фильтра (т. е. на управляющем входе генератора) прямо пропорционально фазовому сдвигу между сигналами на входах компаратора.

При сдвиге фаз 90° напряжение на конденсаторе С2 равно $0{,}5U_п$. Выходная частота генератора в этом случае соответствует центральной f_0. Такой же режим образуется в отсутствие сигналов на сигнальном входе.

Система ФАПЧ с компаратором ФК1 обеспечивает устойчивую синхронизацию и при наличии помех на сигнальном входе. Для этого компаратора диапазон захвата обусловлен характеристиками фильтра низких частот и в оптимальном случае равен диапазону автоподстройки.

Следует учитывать, что логический элемент Исключающее ИЛИ в роли фазового компаратора может обеспечивать синхронизацию и в том случае, когда частоты входных сигналов близки к гармоникам центральной частоты управляемого генератора ГУН.

Фазовый компаратор ФК2 состоит из четырех триггеров, логического управляющего устройства и узла с тремя выходными состояниями, содержащего формирователи на транзисторах р- и n-МОП с общим выходным узлом. Компаратор ФК2 срабатывает по положительному перепаду напряжения на обоих входах. Поэтому скважность сигналов, поступающих на сигнальный вход, не влияет на диапазон автоподстройки.

Если частота ГУН выше входной частоты или фронт импульса на выводе 3 опережает фронт сигнала на выводе 14 на какое-то время $\Delta t'$, то в течение этого времени на основном выходе ФК2 (вывод 13) присутствует сигнал низкого уровня, который, пройдя через фильтр, будет снижать частоту генерации ГУН. Остальную часть периода основной выход находится в третьем состоянии (отключено).

Сходным образом действует компаратор ФК2 при отставании импульсов на выводе 3 от сигналов на выводе 14 с той лишь разницей, что его выходное напряжение будет высокого уровня.

Когда сигналы на обоих входах компаратора совпадают по частоте и фазовый сдвиг между ними отсутствует, т. е. система автоподстройки оказывается замкнутой, основной выход ФК2 переходит в третье состояние

(отключено), а на вспомогательном выходе — выводе 1 — появляется напряжение высокого уровня, которое служит показателем синхронности двух частот — входной и управляемого генератора.

Фильтр низкой частоты, подключенный к выходу этого компаратора, как и в случае с компаратором ФК1, сглаживает выходные импульсы и постоянное напряжение на конденсаторе С2, перестраивает управляемый генератор так, чтобы сигналы на компараторном и сигнальном входах компаратора сравнялись по частоте и по фазе. В этом устойчивом состоянии формирователи на транзисторах р-типа и n-типа отключаются и выход фазового компаратора оказывается в третьем (отключенном) состоянии. Напряжение на конденсаторе С2 сохраняется неизменным, так как входное сопротивление генератора и усилителя-повторителя очень велико. В это время уровень напряжения на втором выходе (вывод 1) компаратора ФК2 («Фазовый импульс») становится высоким, что может служить индикатором состояния синхронизации.

Таким образом, при работе компаратора ФК2, в отличие от ФК1, сдвиг фаз между сигналами на сигнальном и компараторном входах во всем частотном диапазоне управляемого генератора отсутствует. Так как выходы формирователей р- и n-типа бо́льшую часть периода входного сигнала отключены, мощность рассеяния, обусловленная наличием фильтра низких частот, в этом случае меньше.

Таблица 5.1. **Свойства микросхемы К564ГГ1 с компараторами ФК1 и ФК2**

Параметр	ФК-1	ФК-2
Частота генерации при отсутствии сигналов на сигнальном входе	При замкнутой петле автоподстройки частота генерации ГУН равна центральной f_0	При замкнутой петле автоподстройки частота генерации ГУН равна минимальной f_{min}
Сдвиг фаз между сигналами на сигнальном и компараторном входах	На центральной частоте сдвиг фаз 90°; на концах диапазона автоподстройки ($2f_L$) приближается к 0° и 180°	Всегда 0° с автоподстройкой по фронту сигналов (по положительному перепаду)
Возможность захвата на гармониках центральной частоты	Имеется	Не имеется
Устойчивость к помехам на сигнальном входе	Высокая	Низкая
Диапазон автоматической подстройки частоты ГУН ($2f_L$)	$2f_L = f_{max} - f_{min}$	$2f_L = f_{max} - f_{min}$
Диапазон захвата частоты ГУН ($2f_c$)	Зависит от параметров фильтра низкой частоты; $f_c < f_L$	$f_c = f_L$
Центральная частота (f_0)	Выходная частота ГУН, если на управляющем входе действует напряжение $U_{упр} = U_п/2$	

Следует также отметить, что диапазон синхронизации системы ФАПЧ с компаратором ФК2 равен диапазону захвата и не зависит от фильтра низких частот. При отсутствии на сигнальном входе сигнала компаратор ФК2 настраивает управляемый генератор на минимальную частоту.

Компаратором ФК2 можно управлять не только прямоугольными импульсами, но и синусоидальным напряжением. Типичные временны́е диаграммы сигналов системы ФАПЧ с компаратором ФК2 в состоянии синхронизации даны на рис. 5.55.

Различия в свойствах системы ФАПЧ микросхемы К564ГГ1 с разными компараторами указаны в табл. 5.1.

Назначение усилителя-повторителя УП — выделять на внешней нагрузке напряжение рассогласования без шунтирования фильтра низкой частоты. Этот усилитель имеет очень большое входное сопротивление и сравнительно малое выходное. Его коэффициент усиления равен 1. Напряжение рассогласования используют, например, в системах автоматического регулирования и как результат частотного детектирования. Если постоянная времени цепи фильтра R3C2 меньше периода изменения частоты на сигнальном входе, напряжение на конденсаторе С2, а значит, и на выходе усилителя-повторителя (вывод 10) будет следовать за изменениями этой частоты, представляя собой результат частотного детектирования.

Рекомендуемые пределы значений навесных компонентов: R1 и R2 — от 10 кОм до 1 мОм; минимальная емкость конденсатора С1 — 100 пФ, максимальная особо не оговаривается, но более 1 мкФ не употребляют. С учетом

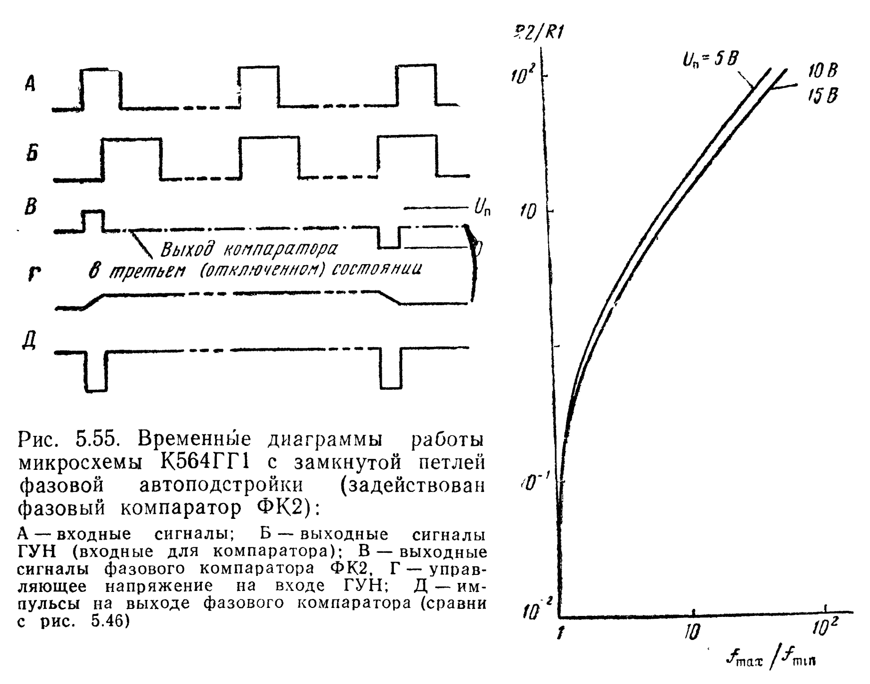


Рис. 5.55. Временны́е диаграммы работы микросхемы К564ГГ1 с замкнутой петлей фазовой автоподстройки (задействован фазовый компаратор ФК2):

А — входные сигналы; Б — выходные сигналы ГУН (входные для компаратора); В — выходные сигналы фазового компаратора ФК2, Г — управляющее напряжение на входе ГУН; Д — импульсы на выходе фазового компаратора (сравни с рис. 5.46)

Рис. 5.56. Типичные значения отношения R2/R1 в функции от отношения f_{max}/f_{min}

специфики работы конденсатора с компаратором ФК2 ток утечки конденсатора должен быть очень малым. Минимальное сопротивление нагрузки усилителя — повторителя 10 кОм. Когда УП не используется, его выход (вывод 10) оставляют свободным.

Как и другие микросхемы серий К564 и К561, микросхема К564ГГ1 способна работать в широких пределах напряжения питания — от 3 до 15 В.

Высшие значения частоты генерации, оговоренные техническими условиями: $f_{max}=0{,}3$ МГц ($U_п=5$ В); $f_{max}=0{,}6$ МГц ($U_п=10$ В); $f_{max}=0{,}8$ МГц ($U_п=15$ В).

Параметры времязадающих цепей генератора рассчитывают по номограммам (см. рис. 5.52, 5.53 и 5.56) в определенной последовательности в зависимости от режима работы:

1. Генератор работает без сдвига частот ($R2=\infty$):

а) задано f_0. Пользуясь рис. 5.52 по f_0 и задавшись значением одного из компонентов (R1 или C1), определить другой (C1 или R1).

б) задано f_{max}. Надо определить $f_0=f_{max}/2$ и затем по f_0 рассчитать R1 и C1, как указано в п. а.

2. Генератор работает со сдвигом частот ($R2\neq\infty$):

а) заданы f_0 и f_L. Надо определить $f_{min}=f_0-f_L$ и, пользуясь рис. 5.53, по f_{min} определить R2 и C1; рассчитать

$$f_{max}/f_{min}=(f_0+f_L)/(f_0-f_L);$$

пользуясь рис. 5.56, по отношению f_{max}/f_{min} определить отношение R2/R1, чтобы получить R1.

б) заданы f_{min} и f_{max}. По f_{min} из рис. 5.53 следует определить R2 и C1, рассчитать f_{max}/f_{min}; по f_{max}/f_{min} из рис. 5.56 определить R2/R1; зная R2, легко найти R1.

Номограммы, показанные на рис. 5.52 и 5.53, усредненные. Для конкретных экземпляров микросхем в ходе регулирования генератора возможно потребуется корректировка расчетных значений.

В некоторых работах, например, в [25], на основании опыта работы с микросхемой типа 4046 (зарубежный аналог отечественной К564ГГ1) рекомендуется усложнять схему фильтра (рис. 5.57) для повышения устойчивости работы. С таким фильтром низкой частоты в петле автоподстройки не возникают выбросы напряжения и переходные процессы колебательного характера и в то же время сохраняется достаточно быстрая реакция на изменения частоты напряжения на сигнальном входе. Сопротивление резистора R4 выбирают в 3...10 раз меньше, чем R3. Практически апробированные значения параметров фильтра: R3=470 кОм, R4=47 кОм, C2=0,1 мкФ.

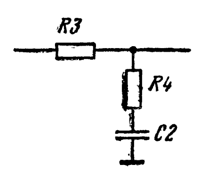
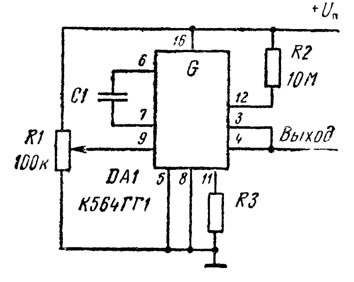
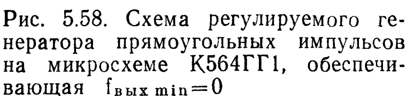


Рис. 5.57. Схема RC-фильтра с улучшенными параметрами

В тех случаях, когда компараторы остаются неиспользуемыми, вывод 4 следует соединять с выходом ГУН либо с плюсовым или общим проводом, вывод 14 можно оставлять свободным.

Если микросхему К564ГГ1 используют только в качестве генератора прямоугольных импульсов, управляемого напряжением, то могут оказаться полезными и нетиповые способы включения [32]. На рис. 5,58




Рис. 5.58. Схема регулируемого генератора прямоугольных импульсов на микросхеме К564ГГ1, обеспечивающая $f_{вых\,min}=0$

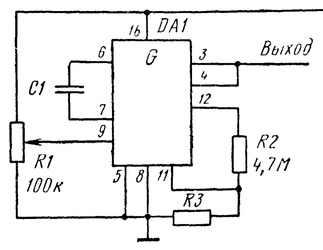


Рис. 5.59. Вариант схемы регулируемого генератора прямоугольных импульсов на микросхеме К564ГГ1

изображена схема регулируемого генератора с частотной полосой от нуля до значения, определяемого сопротивлением резистора R3 и емкостью конденсатора C1. Переменный резистор R1 служит для плавного изменения частоты. Вывод 12 микросхемы через высокоомный резистор R2 соединен с плюсовым проводом питания, а не с общим, как обычно. Такое включение обеспечивает срыв генерации в нижнем положении движка резистора R1. В отсутствие резистора R2 при нулевом напряжении на управляющем входе ГУН (вывод 9) генерация сохраняется с очень низкой частотой — доли или единицы герц. Следует отметить, что после срыва колебаний постоянное напряжение на выходе ГУН (вывод 4) может оказаться как высокого, так и низкого уровня.

На рис. 5.59 показан вариант подключения резистора R2 к выводу 12 для задания минимальной частоты генерации. Максимальная частота определяется номиналами элементов C1 и R9, а минимальная — емкостью конденсатора C1 и суммой значений сопротивления R2+R3. Соответствующей подборкой этих резисторов можно установить желаемое соотношение между максимальной и минимальной частотами.

5.10. Микросхема К1108ПП1 — преобразователь напряжение-частота и частота-напряжение

К числу универсальных относится и микросхема К1108ПП1. В функциональном отношении она может быть использована двояко: как генератор импульсов, частота которых пропорциональна входному аналоговому напряжению (или току), т. е. как преобразователь напряжение — частота (U/f), либо для выполнения обратного преобразования — частоты входного сигнала в пропорциональное напряжение (f/U). В режиме преобразования U/f микросхема требует однополярного входного напряжения, которое в зависимости от способа соединения выводов может быть положительным либо отрицательным относительно общего провода. В случае преобразования f/U выходное напряжение положительно.

Функциональная схема микросхемы КР1108ПП1 дана на рис. 5.60. Преобразователь содержит: операционный усилитель DA1, который используется как активный интегратор; компаратор напряжения DA2; одновибратор

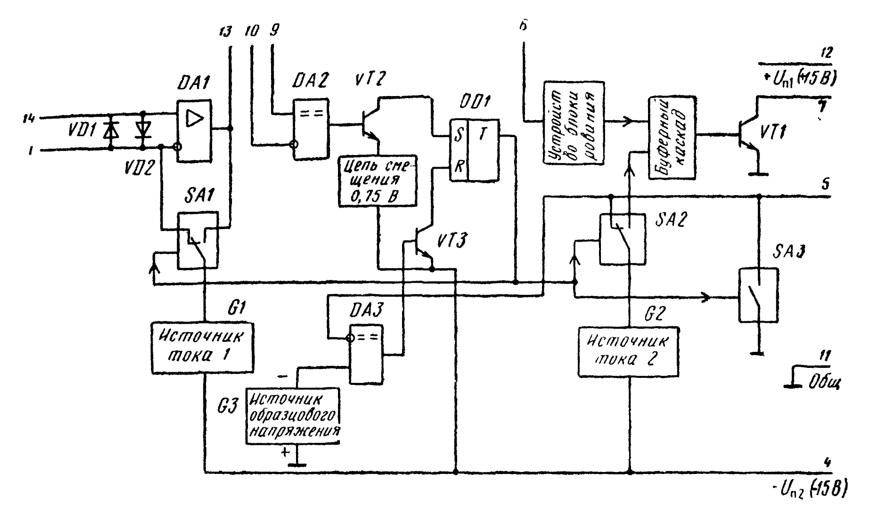


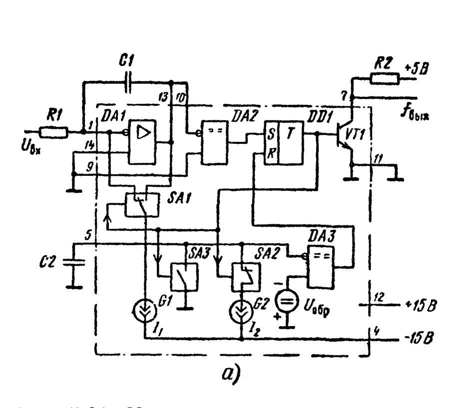
Рис. 5.60. Функциональная схема микросхемы КР1108ПП1. Назначение выводов:

1 — инвертирующий вход; *4* — питание$-U_{п2}$; *5* — подключение конденсатора одновибратора, *6* — блокирующий вход; *7* — частотный выход; *9* — неинвертирующий вход компаратора; *10* — инвертирующий вход компаратора; *11* — общий провод; *12* — питание$+U_{п1}$; *13* — аналоговый выход; *14* — неинвертирующий вход

на основе компаратора напряжения DA3; асинхронный RS-триггер DD1; электронные ключи SA1—SA3 (условно показанные как контактные); устройство блокирования; источники стабильного тока G1 G2 и опорного образцового напряжения $U_{оп}$ G3; буферный каскад и выходной транзистор VT1. Требуемый режим работы обеспечивают надлежащим соединением выводов и внешними компонентами — резисторами и конденсаторами. Амплитуда выходных и входных импульсов согласована с уровнями сигналов микросхем ТТЛ.

Упрощенная схема на рис. 5.61, *а* поясняет принцип преобразования напряжения в частоту [8]. Основное преобразование постоянного напряжения или тока выполняет активный интегратор, состоящий из ОУ DA1, резистора S1 и конденсатора C1. На выходе интегратора образуется линейно изменяющееся напряжение, скорость изменения которого пропорциональна входному сигналу. В момент t_1 (рис. 5.61, *б*), когда это напряжение равно нулю, на выходе компаратора DA2 возникает положительный перепад напряжения, переключающий триггер DD1. Напряжение высокого уровня на выходе триггера переключит ключи SA1—SA3 (их условные контакты примут положение, указанное на схеме). Одновременно откроется выходной транзистор VT1.

Ключ SA1 соединяет источник постоянного тока G1 с инвертирующим входом ОУ DA1. На этом входе действуют два сигнала разной полярности — входной и источника постоянного тока. В нормальном режиме работы $|I_{G1}| > U_{вх}/R1$, поэтому конденсатор C1 заряжается постоянным током отрицательной полярности, Напряжение на выходе ОУ DA1 линейно возраста-



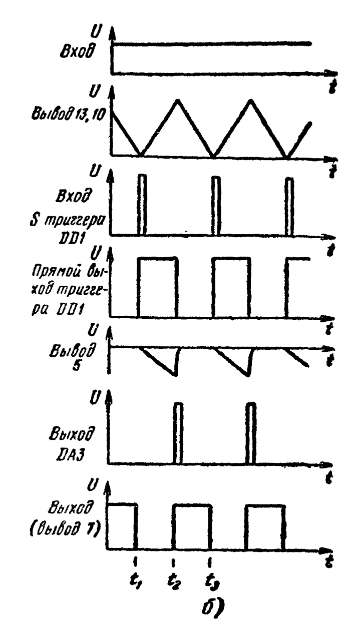


Рис. 5.61. Упрощенная схема микросхемы К1108ПП1 в режиме преобразования напряжения в частоту (*а*) и ее временные диаграммы (*б*)

ет. Одновременно начинается зарядка конденсатора С2 от источника тока G2 через ключ SA2. Ключ SA3 разомкнут и не препятствует зарядке.

Когда напряжение на инвертирующем входе компаратора DA3 сравняется с образцовым (опорным) $U_{оп}$, приложенным к другому входу, на выходе компаратора возникнет перепад напряжения, который переключит триггер DD1 в исходное состояние, в результате чего произойдет новое переключение ключей SA1—SA3 и транзистор VT1 (момент t_2) закроется.

Источник тока G1 ключом SA1 будет соединен с другой обкладкой конденсатора С1, и начнется его перезарядка, а напряжение на выходе ОУ DA1 будет уменьшаться. Вследствие размыкания ключа SA2 зарядка конденсатора С2 прекратится, а замыкание ключа SA3 вызовет быструю его разрядку.

С понижением напряжения на выходе усилителя DA1 до нуля (момент t_3) описанный процесс возобновится. Периодическое открывание и закрывание транзистора VT1 обеспечит формирование на выходе микросхемы прямоугольных импульсов. На временных диаграммах показано, что скважность выходных импульсов равна двум. Поскольку длительность генерируемых импульсов определяется режимом компаратора DA3 и емкостью конденсатора С2, а период следования импульсов параметрами входной цепи ($U_{вх}$, R1, C1), в общем случае скважность отличается от этого значения.

Частота выходного напряжения связана с параметрами внешней RC-цепи и входным напряжением

$$f_{вых} = U_{вх}/(kRC). \qquad (5.36)$$

Коэффициент k имеет размерность напряжения и численно равен k=7...8 В.

Реальные микросхемы К1108ПП1 согласно техническим условиям имеют очень малую нелинейность: при $f_{вых}$ до 10 кГц (при входном напряжении

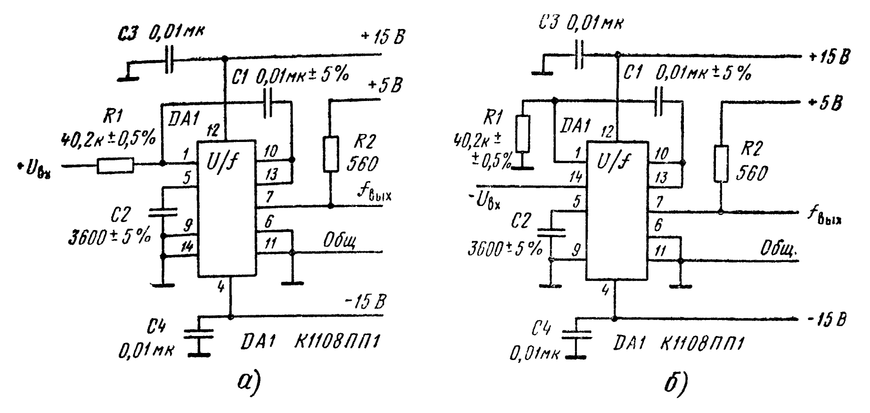


Рис. 5.62. Схемы включения микросхемы КР1108ПП1 в режиме преобразования напряжение-частота:

а — входное напряжение положительно ($U_{вх}$=0...10 В; $f_{вых}$=0...10 кГц); *б* — входное напряжение отрицательно ($U_{вх}$=0...−10 В, $f_{вых}$=0...10 кГц)

$U_{вх}$=0...10 В) $\delta_L \leqslant 0{,}01\%$; при $f_{вых}$=100 кГц $\delta_L \leqslant 0{,}05\%$, при $f_{вых}$=500 кГц $\delta_L \leqslant 0{,}15\%$. Абсолютная погрешность в режиме преобразования U/f в конечной точке диапазона для разных экземпляров не превышает ±10%.

Входное напряжение в зависимости от полярности подают на инвертирующий или неинвертирующий вход (рис. 5.62, *а*, *б*). Номиналы внешних компонентов указаны согласно условиям типовых испытаний микросхемы.

При работе от источника тока из узла исключают внешний резистор R1, а функция преобразования в этом случае характеризуется формулой:

$$f_{вых} = I_{вх}/(kC2), \qquad (5.37)$$

где $I_{вх}$ — входной ток, коэффициент k — численно тот же, что и в формуле (5.36).

В режиме преобразования f/U (рис. 5.63, *а*) резистор R1 включают параллельно интегрирующему конденсатору C1 и усилитель DA1 работает в качестве усредняющего. Оптимальные значения параметров входных импульсов приведены на рис. 5.63, *б*.

Выходное напряжение после преобразования описывается формулой:

$$U_{вых} = kRCf_{вх}, \qquad (5.38)$$

где коэффициент k, как и ранее, k=7...8 В. Таким образом, и в другом режиме микросхема обеспечивает линейное преобразование. Значение нелинейности для конкретных экземпляров микросхем находится в указанных ранее пределах. Выходной сигнал состоит из постоянной составляющей и пульсаций, возникающих в результате коммутации тока источника G1. Пульсации, по частоте равные входным сигналам $f_{вх}$, снимаются фильтром.

Микросхему КР1108ПП1 не рекомендуется использовать на частоте входного и выходного сигналов более 500 кГц. Емкости конденсаторов C2 и C1 для разных режимов работы и частотных интервалов приведены в табл. 5.2. Указанным значениям емкостей соответствует сопротивление резистора R1, равное 40,2 кОм.

Емкости С2 в табл. 5.2 слагаются из собственной емкости конденсатора, паразитной емкости между выводами 5 и 11 микросхемы $C_{5-11} = (25 \pm 10)$ пФ и паразитной емкости между выводом 5 и общим проводом, которая не должна превышать 40 пФ.

Поскольку выходной транзистор работает без внутренней нагрузки и имеет открытый коллектор (вывод 7), для нормальной работы микросхемы в режиме преобразования U/f необходим внешний резистор R2 (см. рис. 5.62). Выбором сопротивления нагрузки выходного транзистора и напряжения его питания можно обеспечить оптимальные условия согласования выходных логических уровней с выходными логическими уровнями нагрузки.

Таблица 5.2. **Емкости внешних конденсаторов для обеспечения разных режимов работы микросхемы КР1108ПП1**

Режим работы	fmax, кГц	Емкость	
		С2, пФ	С1, пФ
U/f, f/U	10	3600	—
	100	300	—
	500	30	—
U/f	10	—	10 000
	100	—	1 000
	500	—	1 000
f/U	10	—	22 000
	100	—	10 000
	500	—	5 100

Наличие в микросхеме КР1108ПП1 входа блокирования (вывод 6) позволяет в нужный момент закрывать выходной транзистор VT1. Сочетание транзистора с открытым коллектором и блокирующего входа дает возможность подключать к общему нагрузочному резистору выходы нескольких микросхем, работающих в режиме преобразования U/f. Во время работы на блокирующий вход всех микросхем, кроме одной — задействованной, следует подавать напряжение высокого уровня. Буферный каскад, предшествующий транзистору VT1, закрывается при $U^1_{бл} \geqslant 2{,}4$ В и открывается при $U^0_{бл} \leqslant 0{,}4$ В, т. е. микросхемой по этому входу можно управлять сигналами с микросхем ТТЛ. Предельные значения напряжения блокирования

$$-15\ В \leqslant U_{бл} \leqslant +15\ В.$$

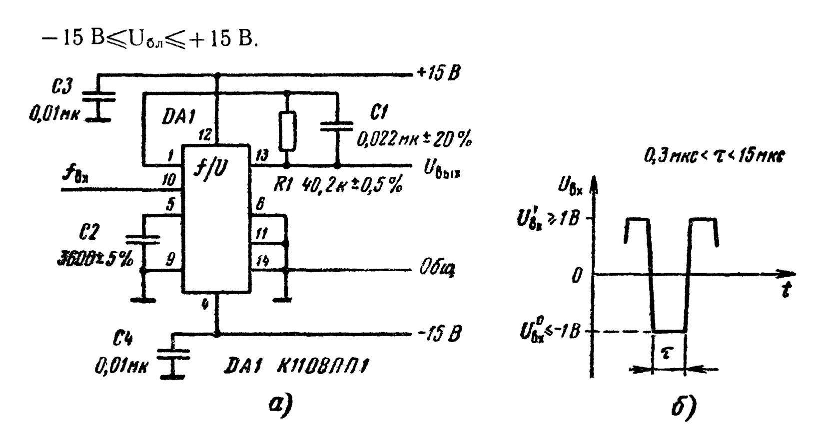


Рис. 5.63. Микросхема КР1108ПП1 в режиме преобразования частоты в напряжение:
а — схема включения (значения внешних компонентов указаны для интервала 10 кГц); *б* — характеристика входного сигнала

В режиме преобразования f/U нужный уровень компарирования может быть достигнут путем подачи смешения на один из выводов 9 или 10 микросхемы.

Номинальные значения напряжений питания относительно общего провода составляют +15 и −15 В с допуском ±5%. Потребляемый ток по каждому плечу — не более 7 мА.

Если напряжения питания подаются на микросхему неодновременно, то порядок их подключения таков: −15; +15; +5 В. Порядок отключения обратный. Допускается одновременно отключать все источники.

6. ГЕНЕРАТОРЫ С КВАРЦЕВЫМ РЕЗОНАТОРОМ

6.1. Основные понятия

В тех случаях, когда к стабильности частоты колебаний предъявляются повышенные требования, употребляют генераторы, частота колебаний которых задается кварцевым резонатором. Как компонент генератора он обладает многими достоинствами: большой стабильностью параметров, надежностью, долговечностью, малыми габаритными размерами и массой. Кварцевые резонаторы относятся к изделиям массового производства. Их номенклатура очень широка как в конструктивном отношении, так и по значению частоты. Частотные границы резонаторов простираются от единиц килогерц до десятков мегагерц.

Кварцевые генераторы просты по схеме и конструкции, экономичны по питанию, мало чувствительны к колебаниям питающего напряжения и температуры окружающей среды. Даже простые кварцевые генераторы (без особых мер повышения стабильности) обеспечивают относительную нестабильность частоты $\Delta f/f_0 = 10^{-5}...10^{-6}$, тогда как у генераторов с LC колебательным контуром этот параметр обычно не бывает лучше, чем 10^{-4}. Специальные кварцевые генераторы (с прецизионными резонаторами, термостатированные, с компенсацией ухода частоты и т. п.) имеют относительную нестабильность частоты $10^{-7}...10^{-9}$. Для сравнения: часы с суточной погрешностью хода в ±1 с имеют нестабильность $\Delta f_{г.отн} = 1$ с/(24·60·60)с = =0,0000115 = 11,5·10^{-6}.

6.2. Кварцевый резонатор и его параметры

По электрофизическим свойствам кварцевые резонаторы существенно отличаются от других компонентов электронной аппаратуры. Знание этих свойств очень важно для выбора оптимальной схемы и обеспечения правильных условий эксплуатации.

Кварцевый резонатор представляет собой кристаллический элемент — тонкую пластину, диск или брусок, выпиленный из монокристалла природного или синтетического кварца, с нанесенными на его поверхность электродами, снабженными выводами для подключения к генератору. Углы среза кристаллического элемента относительно кристаллографических осей монокристалла кварца во многом определяют параметры резонатора. Резонатор

крепят на держателях внутри герметичного корпуса, металлического или стеклянного. Для уменьшения потерь воздух из корпуса нередко откачивают.

Каждый резонатор характеризуется определенной резонансной частотой механических колебаний, которую обеспечивают при его изготовлении, и в дальнейшем не подлежит изменению. Номинальную частоту колебаний указывают на корпусе резонатора. Реальная — рабочая — частота весьма незначительно отличается от номинальной.

Кварц, как материал, очень тверд и упруг. В электрическом отношении он хороший диэлектрик. Действие резонатора основано на использовании пьезоэлектрического эффекта, или, как часто говорят, пьезоэффекта, которым обладает кварц. Если на пластину из кварца воздействует механическое усилие (изгиб, сдвиг по контуру или по толщине, кручение и т. п.), то на электродах возникает электрическое напряжение. Эффект этот обратим: электрическое напряжение на электродах создает внутренние механические напряжения в материале пластины и, как следствие, упругую ее деформацию.

Переменное напряжение, поданное на электроды, вызовет механические колебания резонатора. Когда частота напряжения совпадает с частотой механического резонанса пластины, амплитуда колебаний максимальна. Механические колебания резонатора, в свою очередь, приводят к появлению напряжения на электродах. Если это напряжение усилить и в надлежащей фазе подвести к электродам, то в цепи усилитель — резонатор возникнут незатухающие электрические колебания на частоте механического резонанса резонатора. На этом и основано действие кварцевого генератора. Высокая стабильность частоты генерации обусловлена постоянством кварцевого резонатора, как механической колебательной системы. В аппаратуре кварцевый резонатор используется только как электрический прибор. Механические свойства обеспечивают желаемые электрические характеристики и являются внутренним, промежуточным звеном в преобразовании электрических сигналов.

При анализе электромеханических колебательных систем пользуются методом электромеханических аналогий, согласно которому механическую колебательную систему представляют эквивалентной электрической схемой, в которой колеблющаяся механическая масса заменена катушкой индуктивности, гибкость упругих элементов — конденсатором, трение и другие виды потерь — резистором. Аналогом механических сил служит напряжение, аналогом перемещения — ток. Достоинство метода — в наглядности электрической схемы, а также в том, что теория электрических колебаний в настоящее время разработана весьма глубоко.

Эквивалентная электрическая схема ненагруженного кварцевого резонатора показана на рис. 6.1. Здесь элементы L1, C1, R1 характеризуют динамические параметры резонатора, а емкость C_0, шунтирующая последовательную ветвь, складывается из статической емкости между электродами и емкости держателя. Конкретные значения параметров контура зависят от вида среза, размеров и конструкции резонатора.

Типичные значения эквивалентных параметров некоторых кварцевых резонаторов указаны в табл. 6.1.

Уникальные свойства кварцевых резонаторов объясняются удачным сочетанием динамических параметров: добротность такой колебательной си-

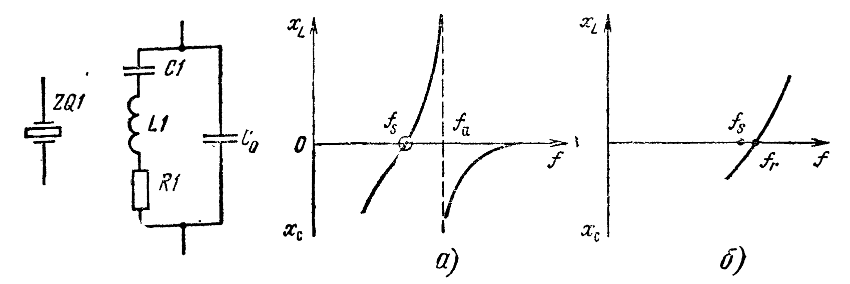


Рис. 6.1. Условное графическое изображение и эквивалентная схема кварцевого резонатора

Рис. 6.2. Ненагруженный кварцевый резонатор: *а* — характеристика изменения реактивного сопротивления от частоты вблизи резонанса; *б* — увеличенный участок характеристики, обведенный кружком

стемы вблизи частоты резонатора $Q=2\pi f_s L1/R1=1/(2\pi f_s C1R1)$ достигает десятков и сотен тысяч, что недостижимо для обычного электрического колебательного контура.

Таблица 6.1

Параметр	Кварцевые резонаторы		
	200 кГц (основная частота)	2 МГц (основная частота)	30 МГц (третья гармоника)
R1, Ом	2000	100	20
L1, Гн	27	0,52	0,011
C1, пФ	0,024	0,012	0,0026
C_0, пФ	9	4	6
Q	$18\cdot10^3$	$54\cdot10^3$	10^5

Параметры конкретных типов кварцевых резонаторов указывают в паспорте. Измеряют параметры с помощью специальной аппаратуры.

Частотная характеристика кварцевого резонатора представлена на рис. 6.2, *а*. Для наглядности она показана не в масштабе. В действительности частотный интервал между характерными точками мал, а ветви кривых имеют большую крутизну.

Кварцевому резонатору свойственны две резонансные частоты, при которых обеспечивается равенство абсолютных значений реактивного сопротивления, т. е. полное сопротивление имеет активный характер. Первая — частота последовательного резонанса:

$$f_s=\frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}}; \qquad (6.1)$$

вторая — частота параллельного резонанса:

$$f_a=\frac{1}{2\pi\sqrt{L1\dfrac{C1C_0}{C1+C_0}}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}}\sqrt{1+\frac{C1}{C_0}}. \qquad (6.2)$$

Строго говоря, истинную частоту последовательного резонанса, на которой сопротивление резонатора активно, отображает точка f_r (рис. 6.2, *б*). Ее положение немного отличается от расчетной частоты f_s, так как формула 6.1 не учитывает влияние емкости C_0 (рис. 6.1). Однако, поскольку $C_0 \gg C1$, различие между f_s и f_r очень мало и можно считать, что $f_s = f_r$.

Интервал частот $\Delta f_a = f_a - f_s$ называют резонансным промежутком. В резонансном промежутке реактивное сопротивление резонатора положительно, т. е. имеет индуктивный характер (рис. 6.2, *а*).

Емкостное отношение $C1/C_0$ определяет протяженность резонансного промежутка. Чем оно меньше, тем ближе между собой частоты при последовательном и параллельном резонансах. Поскольку $C1/C_0 \ll 1$, резонатор удобнее характеризовать обратной величиной $r = C_0/C1$, называемой емкостным коэффициентом.

Кварцевая пластинка на держателях как тело с несколькими степенями свободы может совершать механические колебания разных видов, каждому из которых свойственны собственные резонансные частоты. Это означает, что реальный кварцевый резонатор может возбуждаться не только на основной частоте, но и на гармониках, а также на побочных нежелательных резонансах (рис. 6.3). Максимальную добротность резонатор имеет на основной, номинальной частоте. Колебания на нежелательных частотах могут возникать при неправильной настройке генератора, а также при перегрузке резонатора.

Возбуждение на гармониках (третьей и пятой) используют для генерации колебаний на частоте 20 МГц и выше в связи с тем, что с уменьшением толщины кварцевой пластины уменьшается и ее прочность, что усугубляет хрупкость кварца. Так как механические колебания резонатора имеют сложный характер, их гармоники лишь приблизительно кратны основной частоте колебаний.

Нежелательные резонансы могут оказаться причиной непредсказуемых явлений в работе кварцевого генератора в виде возбуждения не на номинальной частоте, произвольного перескока на другую частоту, биений частот из-за одновременной генерации нескольких колебаний.

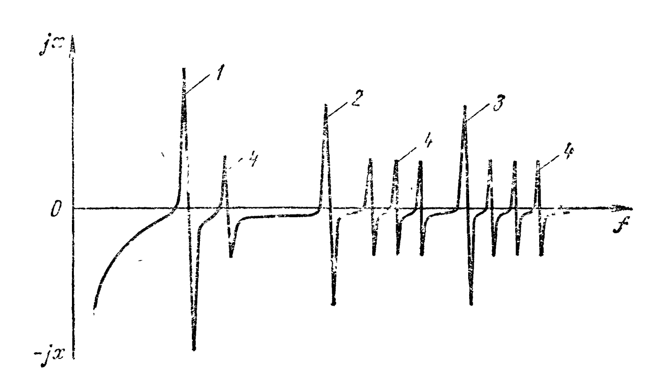


Рис. 6.3. Частотная характеристика кварцевого резонатора:
1 — основная резонансная частота; *2* — третья механическая гармоника; *3* — пятая механическая гармоника; *4* — нежелательные резонансы

В реальных условиях в генератор последовательно или параллельно резонатору подключают конденсатор небольшой емкости с целью подстройки частоты и обеспечения благоприятных условий работы. На рис. 6.4, *а — в* показаны эквивалентные схемы резонатора — в ненагруженном (свободном) состоянии и с нагрузочным конденсатором C_L (от англ. load — нагрузка). Рядом показаны зависимости их сопротивления от частоты. Как следует из графиков, емкостная нагрузка C_L вызывает смещение одной из резонансных частот. Конденсатор, включенный последовательно с резонатором, повышает частоту последовательного резонанса (рис. 6.4, *б*), а параллельно — понижает частоту параллельного резонанса (рис. 6.4, *в*). При определенном значении нагрузочной емкости эти частоты идентичны и определяются уравнением

$$\frac{1}{f_L} = 2\pi \sqrt{L \frac{C1 (C_0 + C_L)}{C1 + C_0 + C_L}}. \qquad (6.3)$$

Чем больше параллельная нагрузочная емкость, тем ближе частота параллельного резонанса к частоте последовательного f_r. При некоторой суммарной емкости $C_L + C_0 = QC1/2$ обе частоты совпадут. Дальнейшее увеличение емкости C_L ведет к утрате резонатором резонансных свойств.

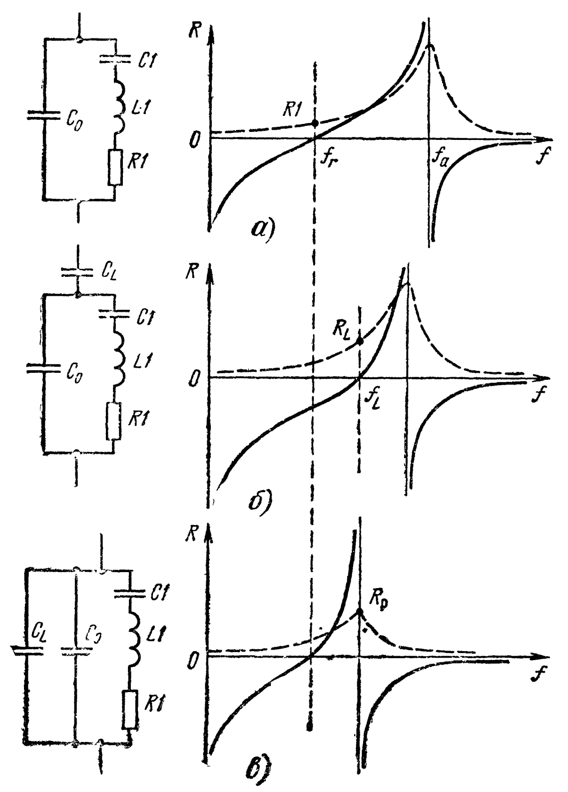


Рис. 6.4. Влияние емкостной нагрузки на частотную характеристику кварцевого резонатора:
а — ненагруженный резонатор, *б* — нагрузка включена последовательно; *в* — нагрузка включена параллельно

Легко сосчитать, что для типового резонатора на 200 кГц (см. табл. 6.1) нагрузочная емкость C_L не должна превышать 200 пФ. Реально она должна быть гораздо меньше из-за возможного срыва колебаний вследствие снижения активности резонатора. В то же время нагрузочная емкость C_L не должна быть очень малой, чтобы ослабить влияние емкости монтажа и усилителя генератора на частоту колебаний и ее стабильность. Рекомендованные значения емкости нагрузки — 20, 30, 50 и 100 пФ, из них 30 пФ — предпочтительная.

При последовательном включении емкости нагрузки C_L частота последовательного резонанса, как уже отмечалось, приближается к частоте параллельного резонанса, причем чем меньше емкость, тем у́же резонансный интервал.

Следует упомянуть также о некоторых других параметрах, связанных с практическим использованием кварцевых резонаторов. Уровень возбуждения характеризует мощность, которую рассеивает резонатор при его работе в конкретном генераторе. Качество генератора существенно зависит от этого параметра. Избыточное возбуждение может вызвать уход частоты вследствие нагревания резонатора и появления механических перенапряжений. При недостаточном уровне возбуждения происходят сбои в работе генератора и затрудняется его запуск, так как начальное возбуждение требует бо́льшей мощности, чем поддержание колебаний. В случае последовательного резонанса примерный уровень возбуждения можно определить, исходя из динамического сопротивления резонатора (см. табл. 6.1). Обычные значения уровня возбуждения — от нескольких микроватт до единиц милливатт. Среднее значение 0,5 мВт.

Активное динамическое сопротивление резонатора с нагрузочным конденсатором C_L при резонансе на частоте f_L больше, чем у ненагруженного, и связано с ним зависимостью

$$R_L = R1\,(1 + C_0/C_L)^2. \qquad (6.4)$$

где $R1$ — активное сопротивление ненагруженного резонатора; R_L — то же, но с учетом нагрузочной емкости, C_0 — статическая емкость между электродами резонатора; C_L — емкость нагрузки.

Этот факт следует учитывать при выборе уровня возбуждения, особенно в генераторе невысокой частоты, так как динамическое сопротивление резонаторов быстро растет с уменьшением частоты.

Нестабильность частоты колебаний кварцевого генератора принято характеризовать следующими показателями:

нестабильностью от воздействия меняющихся климатических условий, главным образом — температуры среды; температурной нестабильностью частоты может доходить до $\pm 25 \cdot 10^{-6}$ в интервале 0...60 °С по отношению к рабочей при 25±2 °С;

долговременной нестабильностью, обусловленной медленными необратимыми изменениями (старением) резонатора и, возможно, других деталей;

кратковременной нестабильностью — случайными изменениями частоты кварцевого генератора относительно рабочей за заданный интервал времени работы, например, час или смену.

Старение резонатора происходит независимо от того, работает он или бездействует. Для обычных резонаторов на 10 МГц, работающих на ос-

новной частоте, скорость старения в течение первого года составляет, примерно $1 \cdot 10^{-7}$ в неделю ($5 \cdot 10^{-6}$ в год), а у резонаторов с малым старением и у тех, что работают на гармониках, она меньше.

В кратковременную частотную нестабильность иногда включают температурную нестабильность, обусловленную прогревом компонентов самого генератора.

Кварцевый генератор в общем случае представляет собой усилитель, в цепь обратной связи которого включен кварцевый резонатор. Для возбуждения и поддержания колебаний усиление должно компенсировать потери в контуре на частоте, при которой полная фаза контура $\varphi=0$, или, что то же самое, $\varphi=360°n$, где $n=1, 2, 3, \ldots$

На практике применяют генераторы с использованием обоих видов резонанса.

6.3. Принципы организации кварцевых генераторов

Схемы генераторов с использованием параллельного резонанса (антирезонанса) показаны на рис. 6.5. Такой генератор состоит из усилителя — инвертора, который сдвигает фазу входных сигналов на 180°, и контура — фазовращателя, создающего дополнительный фазовый сдвиг на 180° для обеспечения самовозбуждения. Здесь кварцевый резонатор работает как индуктивность, образуя с конденсаторами C1 и C2 (см. рис. 6.6, *а*) или с катушкой индуктивности L1 и конденсатором C1 (см. рис. 6.6, *б*) колебательный контур с резонансной частотой f_L (см. рис 6.4, *в*). Резонатор корректирует любую нестабильность фазы, восстанавливая устойчивую генерацию при минимальном изменении частоты.

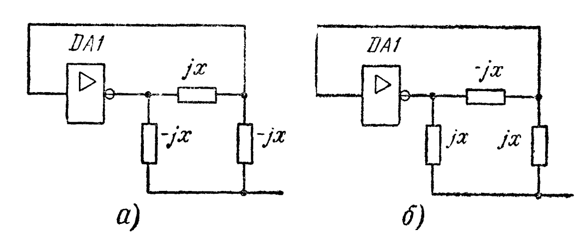


Рис. 6.5. Общие случаи построения кварцевого генератора с использованием параллельного резонанса резонатора

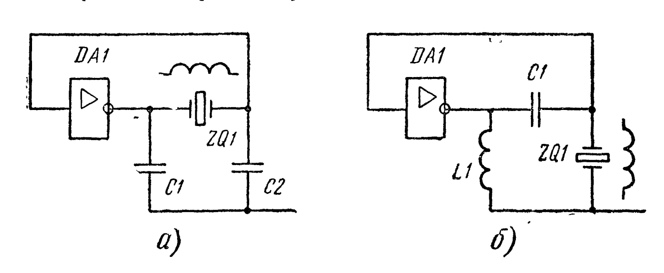
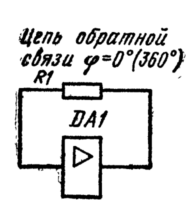
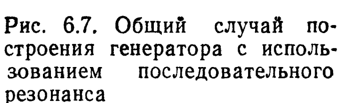


Рис. 6.6. Схемы кварцевого генератора с использованием параллельного резонанса:

а — с дополнительными конденсаторами; *б* — с катушкой индуктивности и конденсатором




Рис. 6.7. Общий случай построения генератора с использованием последовательного резонанса

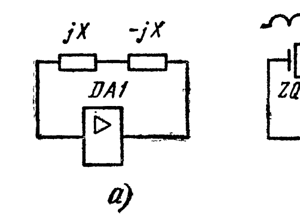


Рис. 6.8. Включение конденсатора последовательно с резонатором:
а — распределение реактивных сопротивлений; *б* — практическая реализация

Такие генераторы еще называют генераторами с положительным реактивным сопротивлением, так как индуктивное сопротивление имеет положительный знак. На практике вариант на рис. 6.6. *а* употребляют чаще, поскольку применение конденсаторов удобнее, чем катушек. Для точной подстройки частоты конденсаторы могут быть выбраны переменными.

Принцип действия генератора на частоте последовательного резонанса поясняет рис. 6.7. Здесь усилитель служит фазовым повторителем, а цепь обратной связи с резонатором имеет на резонансной частоте нулевой сдвиг по фазе. Обратную связь в генераторах этого типа часто обеспечивают путем включения резонатора между выходом и входом усилителя. Усилители таких генераторов нередко состоят из двух последовательно включенных инверторов.

Конденсатор C1, включенный последовательно с резонатором (рис. 6.8), повышает частоту генерации (точка f_L на рис. 6.4, *б*). В таком генераторе резонатор действует как индуктивность, компенсируя фазовый сдвиг, вносимый емкостью. Этот случай можно рассматривать как генератор с положительным сопротивлением, работающий с нагрузочной емкостью. Меняя емкость конденсатора, можно в небольших пределах управлять частотой генерации.

Качество кварцевого генератора зависит от схемного решения и режима его работы. При проектировании учитывают не только частоту генерации и параметры резонатора, но и реальные характеристики усилителей — входное и выходное сопротивления, фазовый сдвиг на рабочей частоте, паразитные емкости и т. д.

В литературе опубликовано множество схем кварцевых генераторов. Генераторы с повышенной стабильностью частоты колебаний ($10^{-7}...10^{-8}$) обычно выполняют на высокочастотных транзисторах с использованием навесных деталей. Для них характерно мягкое возбуждение резонатора и синусоидальный выходной сигнал. Резонатор или генератор целиком термостатируют, а в тех случаях, когда это связано с техническими трудностями, используют термоизоляцию (пассивный термостат) или меры термокомпенсации.

Генераторы на микросхемах — цифровых и аналоговых — несколько уступают транзисторным в стабильности по причине простоты схемы и импульсного режима работы, но тем не менее для многих практических случаев обладают достаточно хорошими параметрами и находят широкое при-

менение. В случае употребления логических элементов хотя бы один из них, как и в описанных ранее генераторах, переводят в линейный режим для обеспечения условий самовозбуждения. Между собственно генератором и нагрузкой, как правило, включают буферную ступень, которая способствует повышению стабильности частоты колебаний и одновременно служит формирователем крутых фронтов выходных импульсов.

Большинство опубликованных схем кварцевых генераторов представляют собой разновидности нескольких базовых вариантов. Объясняется это тем, что резонаторы даже с одинаковой номинальной частотой могут существенно различаться по параметрам (динамическому сопротивлению, добротности и др.) в зависимости от среза пластины и конструктивного исполнения. Каждый из генераторов обеспечивает хорошие результаты с конкретным резонатором, параметры которого обычно не указывают. Поэтому, собирая кварцевый генератор по описанию, надо быть готовым к тому, что при первом включении возбуждение произойдет на нежелательной частоте или даже вовсе не возникнет и с генератором придется экспериментировать.

6.4. Практические схемы кварцевых генераторов

Схема простейшего генератора на микросхемах КМОП показана на рис. 6.9. В собственно генераторе использован один инвертор, который работает в линейном (усилительном) режиме, обеспечиваемом резистором R1. Конденсатор C1 облегчает запуск генератора. Подборкой конденсатора можно подстраивать частоту генератора в пределах четвертого-пятого знака. Предельная частота — 1 МГц — ограничена быстродействием микросхемы. Вторая ступень служит буфером, одновременно улучшая форму выходных сигналов путем их усиления и ограничения.

На рис. 6.10 показана схема кварцевого генератора на инверторе КМОП с параллельной нагрузочной емкостью (C1 и C2, соединенные последовательно). Резистор R1 (5...10 МОм) переводит инвертор в линейный режим. Резистор R2 служит для согласования цепи обратной связи с выходом инвертора, а также ограничивает уровень возбуждения резонатора.

Инвертор обеспечивает необходимое усиление и создает фазовый сдвиг в 180°. Резонатор работает в резонансном промежутке, где его сопротивление имеет индуктивный характер. Значит, ток i_1 отстает от напряжения u_2 на 90°. В свою очередь, напряжение на конденсаторе C1 отстает на 90°

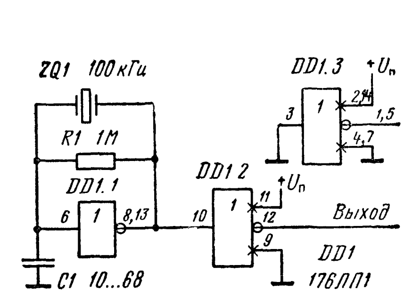


Рис. 6.9. Схема кварцевого генератора на микросхеме К176ЛП1

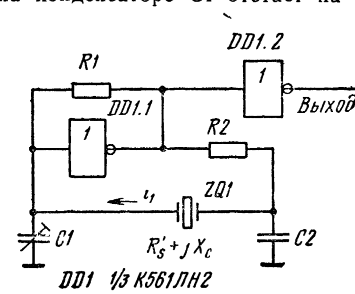


Рис. 6.10. Схема кварцевого генератора с параллельной нагрузочной емкостью (инвертор КМОП)

от тока i_1, что в итоге дает на рабочей частоте фазовый сдвиг в 180° относительно напряжения u_2 на конденсаторе С2. Следовательно, цепь обратной связи, состоящая из резонатора ZQ1 и конденсаторов С1 и С2, вместе с инвертором, который сдвигает фазу на 180°, обеспечивают общий сдвиг по фазе в 360°, что необходимо для возникновения генерации. Резонатор с конденсаторами С1 и С2 на частоте генерации по отношению к инвертору-усилителю представляют резистивную нагрузку.

Это объяснение справедливо для сравнительно низкой частоты, где инвертор сам не вносит фазовый сдвиг и его входное сопротивление намного превышает сопротивление контура резонатора. Поэтому на микросхемах серий К176 и К561 такой генератор работает только до 1...3 МГц.

Конденсаторы С1 и С2 выбирают в зависимости от частоты генерации и типа резонатора в пределах 20...200 пФ. Конденсатор С1 — подстроечный для точной установки частоты. Сопротивление резистора R2 в зависимости от типа резонатора и общего усиления может меняться в больших пределах — от десятка до сотен килоом. Для электронных часов (резонатор РВ72 или РВ720К на f=32,768 кГц) С1=С2=20...30 пФ. Нестабильность такого генератора не превышает $\pm(5...10)\cdot10^{-6}$ в интервале температуры 10...40 °С. Кроме К561ЛН2 можно использовать микросхемы К561ЛЕ5, К561ЛН1 и др.

В генераторе, схема которого представлена на рис. 6.11, использованы логические элементы Исключающее ИЛИ. Подбором конденсатора С1 можно в небольших пределах понижать рабочую частоту, конденсатором С2 — повышать. Оптимальные значения для резистора R1 и конденсатора С1 в зависимости от рабочей частоты, представлены в табл. 6.2. Генератор может

Таблица 6.2

Компонента	f, кГц			
	3000	1000	100	32,768 (РД72)
R1, кОм	1...2	3,6...5,1	27...51	300...500
С1, пФ	2,2...3,6	3,6...10	16	16...82

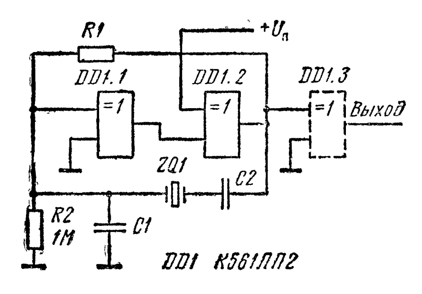


Рис. 6.11. Схема кварцевого генератора с логическими элементами Исключающее ИЛИ в качестве повторителя и инвертора

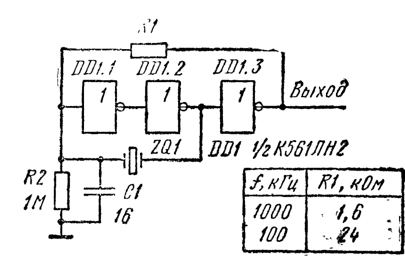


Рис. 6.12. Схема кварцевого генератора на трех инверторах КМОП

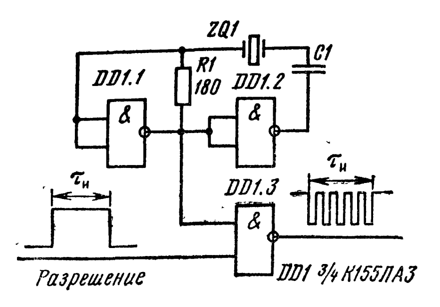


Рис. 6.13. Схема простого кварцевого генератора на микросхеме К155ЛА3

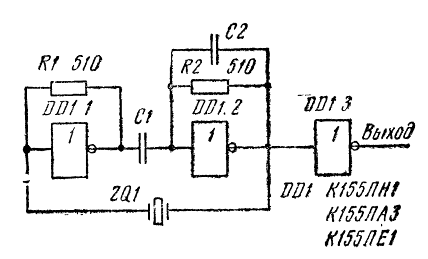


Рис. 6.14. Схема кварцевого генератора на инверторах ТТЛ в линейном режиме

быть выполнен и на инверторах — К561ЛН2 или элементах И—НЕ К561ЛА7, ИЛИ—НЕ К561ЛЕ5 в режиме инвертора. В этом случае элемент DD1 следует заменить двумя инверторами, как это сделано в генераторе по схеме на рис. 6.12.

Генераторы на микросхемах ТТЛ обычно работают на частоте последовательного резонанса резонатора из-за малого входного сопротивления логических элементов. Простейший из них (рис. 6.13) похож по схеме на мультивибратор по рис. 5.17, с той разницей, что конденсатор заменен резонатором.

Генератор легко возбуждается с высокочастотными резонаторами (1...10 МГц), имеющими большую добротность. Выбором конденсатора C1 можно немного изменить частоту колебаний. Буферный элемент здесь показан как управляемый ключ: импульсы на выходе появляются, когда на разрешающем входе действует напряжение высокого уровня.

В генераторе по схеме на рис. 6.14 первые два элемента работают в линейном режиме, что обеспечивает большую чувствительность. Генератор устойчиво работает в пределах 0,5...5 МГц. Конденсатор C1 разделяет обе ступени по постоянному току, его сопротивление на рабочей частоте должно быть пренебрежимо мало по сравнению с входным сопротивлением логического элемента. Конденсатор C2 предохраняет генератор от возбуждения на гармониках резонатора. Емкость его выбирают из условия обеспечения равенства емкостного сопротивления резистора R2:

$$C2 = 1/(2\pi f_г R2). \qquad (6.5)$$

Для частоты ниже 500 кГц резистор R1 заменяют дросселем индуктивностью 10...15 мГн. При этом обеспечивается лучшее согласование резонатора с входным сопротивлением усилителя.

На частоте 100 кГц и ниже хорошо работает генератор с тремя логическими элементами ТТЛ (рис. 6.15). Цепь R2, R3 обеспечивает смещение на входе элемента DD1.1. Для исключения отрицательной обратной связи по переменному току служит конденсатор C2, емкостное сопротивление которого на рабочей частоте должно быть в 10...20 раз меньше, чем у резистора R2.

Основой устройства по схеме на рис. 6.16 служит генератор из трех инверторов, замкнутых в кольцо. Инвертор DD1.2 и две цепи R1, C1 и R2,

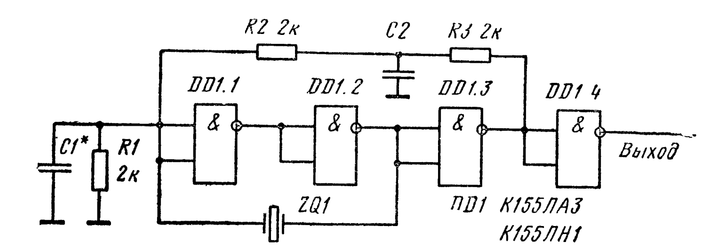


Рис. 6.15. Схема кварцевого генератора на инверторах ТТЛ

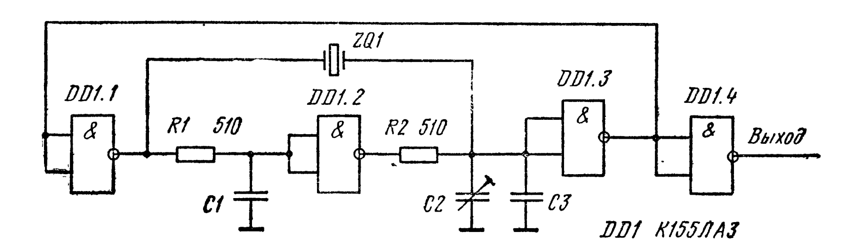


Рис. 6.16. Схема кварцевого генератора с интегрирующими RC-цепями

C2 создают на рабочей частоте фазовый сдвиг в 360°, необходимый для возбуждения резонатора. Такой же фазовый сдвиг обеспечивают два инвертора DD1.3 и DD1.1, играющие роль дополнительных усилителей. В отличие от предыдущих генераторов здесь самовозбуждение происходит и при отключенном кварцевом резонаторе ZQ1. Частота колебаний в этом случае определяется в основном параметрами цепей R1, C1 и R2, C2. Значения постоянных времени этих цепей некритичны. Налаживание генератора сводится к установке частоты колебаний без резонатора в пределах (0,9...0,95)$f_{ном}$. С подключением кварцевого резонатора генератор работает на его частоте.

Для резонатора на 5 МГц емкость конденсаторов должна быть около: C1 47 пФ; C2 36 пФ; частоте 1 МГц соответственно C1 220 пФ и C2 510 пФ. Подбирая конденсатор C2, можно в небольших пределах подстраивать частоту генерации.

Хорошо работают кварцевые генераторы на таймерах К1006ВИ1. Они не нуждаются в дополнительной буферной ступени между собственно генератором и нагрузкой, так как она есть в таймере, экономичны и устойчиво работают при разных напряжениях питания. К недостаткам следует отнести довольно узкие частотные пределы — верхняя граница не превышает сотен килогерц.

На рис. 6.17 изображена схема простого генератора на таймере. Резонатор включен между выходом микросхемы и инверсным входом компаратора таймера (см. рис. 2.29). Цепь выход таймера — резистор R1 — прямой вход компаратора обеспечивает самовозбуждение. Выход 1 развязан от собственно генератора. Если сопротивление нагрузки велико — 10 кОм и более, колебания можно снимать с вывода 3 (выход 2), резистор R2 при этом не нужен.

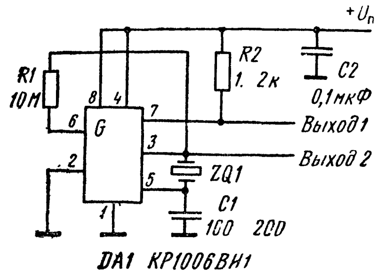


Рис. 6.17. Схема кварцевого генератора на таймере КР1006ВИ1

Рис. 6.18. Вариант схемы генератора на таймере КР1006ВИ1

Генератор самовозбуждается при напряжении питания 5 В и более. Без необходимости повышать это напряжение не следует, чтобы не перегружать кварцевый резонатор [33].

В тех случаях, когда нагрузка для генератора значительна, можно собрать его по другой схеме — рис. 6.18. Здесь выход (вывод 3 таймера) непосредственно не связан с резонатором и поэтому нагрузка не влияет на стабильность и устойчивость колебаний. Дополнительное смешение на выводе 6 через резистор R1 способствует повышению чувствительности.

Хорошо работает генератор на аналоговой микросхеме К119УТ1 — дифференциальном усилителе — рис. 6.19, *а*. Необходимые внешние соединения показаны на рис. 6.19, *б*. Первая ступень микросхемы включена по схеме с общей базой, вторая (по отношению к первой) — с общим эмиттером. Положительную обратную связь создает падение напряжения на эмиттерной нагрузке, образованной резисторами R5 и R6, соединенными параллельно. Генератор надежно возбуждается с резонаторами разных типов, частота которых не превышает 500 кГц.

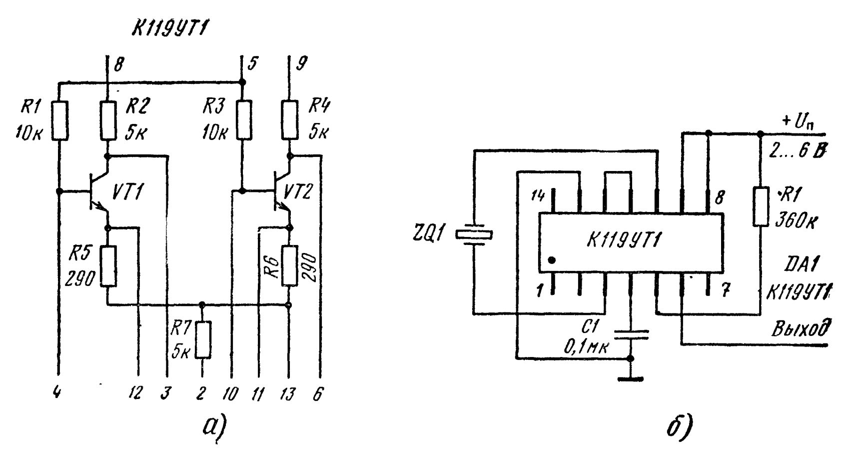


Рис. 6.19. Схема генератора на микросхеме 119УТ1:
а — принципиальная схема микросхемы; *б* — внешние соединения кварцевого генератора

Уникальное свойство этого генератора — устойчивая работа при пониженном напряжении питания, вплоть до 2 В. Если сопротивление резистора R1 уменьшить с 360 до 80...100 кОм, нижняя граница напряжения питания понизится до 1,5 В. Верхний предел питающего напряжения — 6 В — определяет электрическая прочность транзисторов микросхемы. При напряжении питания 5 В потребляемый ток равен 2 мА; логические уровни $U^1_{вых}=4$ В и $U^0_{вых}=0{,}4$ В (при нагрузке 10 кОм), длительность фронта и среза ($f_{вых}=100$ кГц) примерно одинакова и равна $\tau_ф=\tau_{ср}=1$ мкс. Для управления микросхемами ТТЛ крутизну фронта и среза следует увеличить с помощью формирователя, которым может, например, служить инвертор микросхемы К555ЛН1.

Ранее при описании К531ГГ1 (см. рис. 5.2) отмечалось, что она может работать и как кварцевый генератор. В этом случае резонатор подключают вместо внешнего конденсатора. На управляющих входах рекомендуется поддерживать следующие напряжения $U_{упр1}\leqslant 1$ В и $U_{упр2}\geqslant 4$ В. При частоте генерации 1 МГц и ниже для облегчения самовозбуждения параллельно резонатору следует включить конденсатор емкостью 5...15 пФ.

Кварцевые генераторы на ОУ и компараторах реализуют с использованием положительной и отрицательной обратной связи. Положительная обратная связь через резонатор обеспечивает самовозбуждение генератора на необходимой частоте. Глубина отрицательной обратной связи определяет форму выходного напряжения (синусоидальное или прямоугольные импульсы), а также устойчивость колебаний. Большое входное сопротивление ОУ и компараторов обеспечивает хорошую стабильность частоты генерации, но, поскольку по быстродействию они часто уступают цифровым микросхемам, генераторы на их основе выполняют на невысокие частоты, обычно не выше 100...200 кГц.

На рис. 6.20 показана схема простого генератора на компараторе 521СА3. Поскольку сопротивление резисторов R1 и R2 одинаково, выходные импульсы по амплитуде симметричны относительно уровня $U_п/2$. Постоянная времени цепи R3C1 в петле отрицательной обратной связи выбрана в несколько раз большей, чем период генерируемых импульсов, благодаря чему коэффициент заполнения близок к 0,5.

Развитие микросхемотехники привело к созданию устройств, совмещающих в одном миниатюрном узле генератор вместе с кварцевым резонатором. Технологией производства таких генераторов предусмотрена установка в отдельных партиях резонаторов с разными номинальными частотами (в определенных пределах). Конструкция таких генераторов допускает возможность точной подстройки рабочей частоты вблизи номинальной для компенсации возможного ее ухода при подключении нагрузки. Подстраивают частоту обычно применением управляющего напряжения.

И в заключение — несколько практических советов, касающихся кварцевых генераторов:

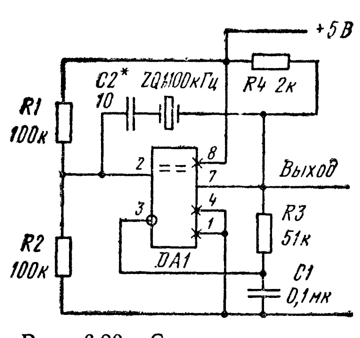


Рис. 6.20. Схема кварцевого генератора на компараторе К544СА3

напряжение питания генератора следует подавать через фильтр. В простейшем случае — это керамический или иной высокочастотный конденсатор емкостью 0,1...1 мкФ, подключенный к выводам питания микросхемы;

если у использованной в генераторе микросхемы остаются свободные логические элементы, их входы надо соединить с общим проводом (если это допустимо по условиям эксплуатации микросхемы);

нагрузочная емкость резонатора должна быть реальными компонентами, а не только паразитной;

металлический корпус резонатора следует соединить с общим проводом;

у работающего генератора с помощью высокочастотного осциллографа следует проверить форму выходных импульсов — на отсутствие дрожания, выбросов и впадин на горизонтальных участках, перескоков частоты и т. п.;

проверить устойчивость генерации при предельных значениях напряжения питания и температуры среды, возможных по условиям эксплуатации.

Проверку и подстройку частоты выходного напряжения лучше всего проводить по цифровому частотомеру. Измерения следует начинать не раньше чем через полчаса после включения приборов, чтобы дать им возможность выйти в установившийся режим. При сравнительно низкой частоте — до 500 кГц — предпочтительнее измерять длительность периода колебаний.

7. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ ОТ МЕХАНИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

7.1. Преодоление дребезга контактов

В различной аппаратуре импульсные устройства нередко запускаются механическими контактами — кнопками, реле, переключателями и т. п. В этом случае замыкание или размыкание пары контактов преобразуется в перепад напряжения или в импульс, который и используют в качестве пускового. В общем случае контактная группа состоит из трех контактов — подвижного (переключающего) и двух неподвижных, с которыми подвижный образует замкнутую и разомкнутую пары (рис. 7.1, *а*). Часто один из неподвижных контактов отсутствует.

При использовании механических контактов в электронике приходится считаться с фактом возникновения переходных процессов в виде кратковременных нарушений проводимости либо изменений переходного сопротивления. Это явление принято называть дребезгом контактов.

Возможные причины дребезга — вибрация упругих частей контактов, шероховатость их поверхности, наличие пленки окисла. Дребезг проявляется как при замыкании, так и при размыкании контактов и имеет нерегулярный характер. Интервалы между соседними замыканиями также нерегулярны. Общая продолжительность дребезга обычно не превышает единиц миллисекунд, но поскольку быстродействие электронных узлов велико, то, если не принять мер против дребезга, однократное нажатие на кнопку воспринимается как многократное. Рисунок 7.1, *б* в упрощенном виде поясняет сказанное.

Для защиты от дребезга, когда это требуется, применяют специальные формирователи. Их выполняют с таким расчетом, чтобы по первому замы-

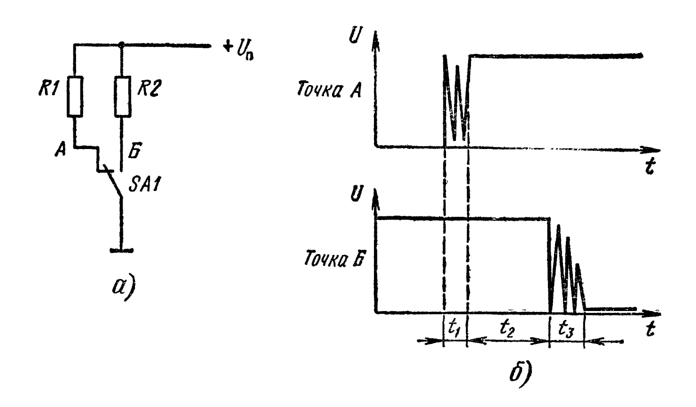


Рис. 7.1. Работа переключающего контакта механического коммутационного устройства:

а — схема включения; *б* — временные диаграммы; t_1 — время дребезга при размыкании; t_2 — время пролета подвижного контакта (на контактах А и Б — напряжение высокого уровня); t_3 — время дребезга при замыкании

канию (или размыканию) контактов на выходе возникал только один импульс или перепад напряжения.

При описании триггеров отмечалось, что если под действием импульса на входе произошло переключение триггера, то последующие импульсы на этом входе уже изменят его состояния (рис. 2.7, *в*, 2.8, *в*). Это свойство триггеров часто используют как средство против дребезга.

На рис. 7.2 показаны примеры подобных узлов. Формирователи представляют асинхронные RS-триггеры, управляемые контактами SA1. Рассмотрим работу варианта *а*. Когда подвижный контакт находится в положении 1, на выходе верхнего по схеме элемента триггера будет напряжение высокого уровня. Так как к обоим входам нижнего элемента приложено высокое напряжение, на его выходе — низкое.

Отрыв подвижного контакта от неподвижного 1 — с дребезгом или без него — не отражается на состоянии формирователя, поскольку на нижнем входе верхнего элемента напряжение низкого уровня продолжает сохраняться. Первое касание подвижного контакта с неподвижным контактом 2 вы-

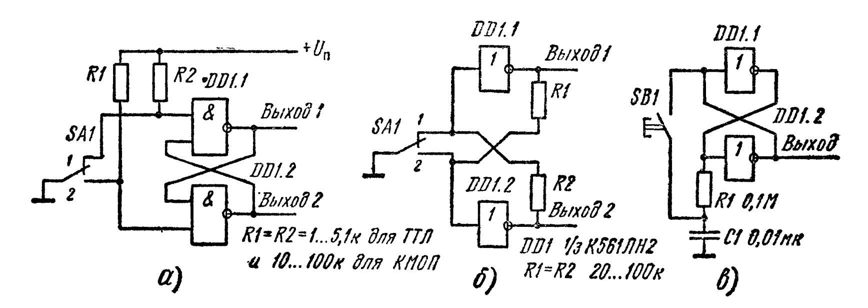
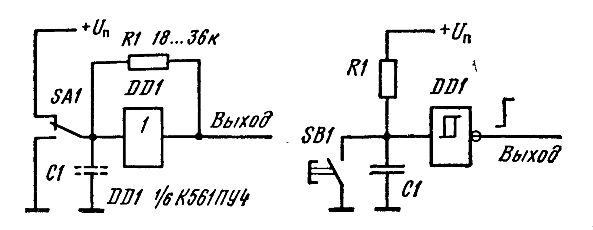


Рис. 7.2. Схемы формирователей перепада напряжения от механических контактов на триггерах, собранных из логических элементов:

а — на элементах И-НЕ; *б* и *в* — на двух инверторах КМОП



Вид логики	R1, кОм	C1, мкФ
ТТЛ	3,3	10
КМОП	300...1000	0,1

Рис. 7.3. Схема формирователя перепада напряжения от механических контактов на повторителе КМОП

Рис. 7.4. Схема формирователя перепада напряжения от механических контактов на триггере Шмитта с инвертором

зовет переключение триггера. Импульсы дребезга только подтвердят его новое состояние.

Формирователь по схеме, показанной на рис. 7.2, *б*, отличается от рассмотренного лишь тем, что цепи коммутации имеют общие точки с цепями обратной связи инверторов.

В бездребезговом переключателе по схеме на рис. 7.2, *в* при каждом замыкании контактов кнопки SB1 напряжение на конденсаторе C1, поступающее на вход инвертора DD1, вызывает смену состояния триггера, обеспечивая тем самым поочередное появление на выходе высокого и низкого уровней напряжения. Резистор R1 создает временну́ю задержку процесса зарядки конденсатора C1, обеспечивая дополнительную защиту от дребезга. Переключатель хорошо работает с инверторами ТТЛ и КМОП. Указанные на схеме номиналы элементов некритичны.

Простой формирователь, нечувствительный к дребезгу, можно собрать на одном повторителе КМОП (рис. 7.3). Для понимания его работы следует вспомнить, что на входе элемента DD1.1 имеется небольшая паразитная емкость C1 10...30 пФ. Когда подвижный контакт находится в положении, показанном на схеме, паразитная емкость заряжена до напряжения питания. Оно сохранится на входе и после того, как подвижный контакт оторвется от размыкающего, так как на выходе повторителя — высокое напряжение, а вход и выход связаны резистором R1. По этой причине наличие дребезга контактов не отразится на выходном состоянии повторителя. Когда подвижный контакт коснется нижнего, на входе и выходе повторителя напряжение сменится на нулевое. Очевидно, что и в этом случае дребезг не повлияет на состояние повторителя.

Если контакты работают не на переключение, а только на замыкание, удобно применить триггер Шмитта по схеме, показанной на рис. 7.4. Нечувствительность к дребезгу обеспечена выбором оптимальных соотношений постоянных времени зарядки и разрядки конденсатора. Здесь время зарядки должно превышать длительность дребезга, а время разрядки быть короче интервала между двумя прерываниями. В исходном состоянии конденсатор C1 заряжен и на выходе триггера Шмитта — низкий уровень напряжения. В момент замыкания контактов конденсатор быстро разрядится, а напряжение на выходе триггера станет высокого уровня. Дребезг контактов не изменит это состояние, поскольку конденсатор за такой короткий срок не успеет зарядиться.

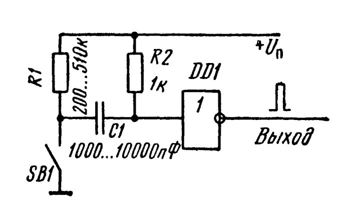


Рис. 7.5. Схема формирователя кратковременного импульса при замыкании контактов

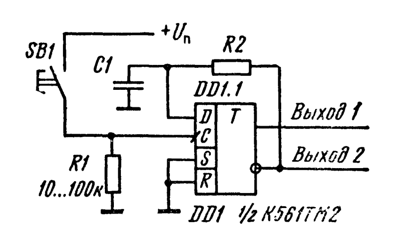


Рис. 7.6. Схема формирователя перепадов напряжения при замыкании контактов (на D-триггере КМОП)

У рассмотренных формирователей длительность выходного сигнала соответствует времени замыкания контактов. На практике находят также применение формирователи, которые генерируют прямоугольные импульсы более короткие, чем продолжительность замыкания. На рис. 7.5 дана типичная схема подобного устройства. Когда контакты разомкнуты, конденсатор C1 не заряжен. На входе инвертора напряжение высокого уровня, на выходе — низкого. При замыкании контактов напряжение на входе упадет, на выходе — скачком возрастет. Постоянную времени зарядной цепи R2, C1 выбирают настолько малой, чтобы напряжение на конденсаторе достигло порога переключения инвертора до первого размыкания контактов, обусловленного дребезгом. Как только напряжение на конденсаторе достигнет этого порога, выходное напряжение инвертора снова станет низким и дальнейший рост напряжения на конденсаторе, равно как и размыкание контактов, на состоянии инвертора не отразятся. Сопротивление резистора R1 выбирают из условия $R1 \gg R2$. После отпускания контактов конденсатор сравнительно медленно разряжается через резисторы R1 и R2, после чего формирователь снова готов к действию. Длительность выходного импульса при указанных на схеме номиналах деталей $\tau_и = 10...30$ мкс, время восстановления определяется сопротивлением резисторов $R1+R2 \approx R1$ и примерно в 100 раз больше. Этот формирователь может быть выполнен на элементах ТТЛ и КМОП.

В устройстве, схема которого показана на рис. 7.6, защиту от дребезга обеспечивает цепь R2, C1. В исходном состоянии на входе D триггера то же напряжение, что и на его выходе 2. При замыкании контактов SB1 произойдет переключение триггера. Цепь R2, C1 сохранит на входе D прежнее напряжение в течение некоторого времени. Поэтому импульсы дребезга только подтвердят новое состояние триггера. Для очередного переключения следует снова замкнуть контакты SB1. Чтобы напряжение на входе D изменялось не слишком быстро, следует обеспечить $R2C1 \geqslant 100$ мс (например, $R2 = 1{,}5$ МОм и $C2 = 0{,}1$ мкФ).

Если электрический сигнал, формируемый контактами, должен быть синхронизирован с каким-то процессом, то в качестве формирователя можно использовать синхронный триггер, срабатывающий по фронту или срезу тактового импульса. Схема простого синхронного формирователя представлена на рис. 7.7, *а*. При разомкнутых контактах SB1 на входе D действует напряжение высокого уровня. Такое же напряжение присутствует на выходе 1. После замыкания контактов выходное напряжение изменится не

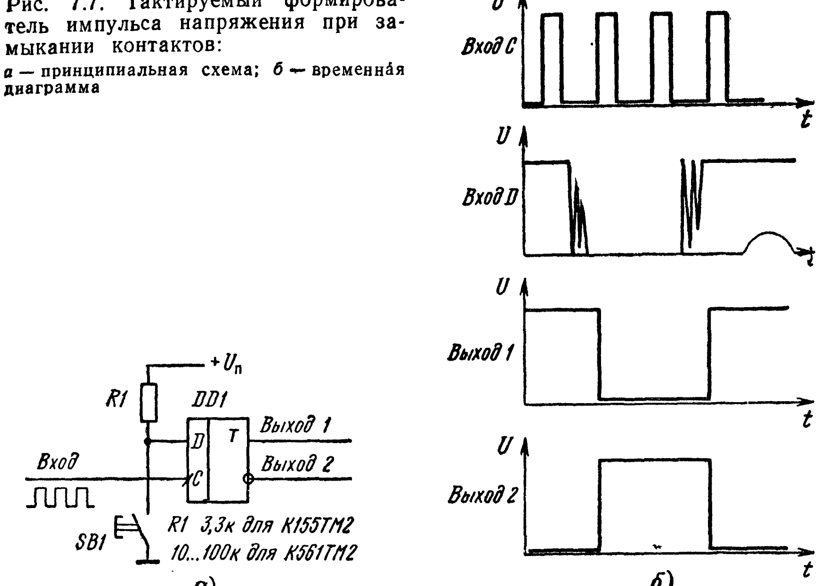


Рис. 7.7. Тактируемый формирователь импульса напряжения при замыкании контактов:
а — принципиальная схема; *б* — временная диаграмма

сразу, а по фронту следующего тактового импульса. Это состояние триггера сохранится еще некоторое время и после размыкания контактов (рис. 7.7, *б*). Поскольку триггер переключается по фронту тактовых импульсов, дребезг контактов не влияет на работу формирователя, лишь бы период тактовых импульсов был больше длительности дребезга. На входах S и R триггера следует поддерживать высокий уровень напряжения для микросхем ТТЛ (КТ155ТМ2, К5555ТМ2) и низкий для КМОП (К561ТМ2, К564ТМ2, К176ТМ2).

7.2. Сенсорные устройства

К сенсорным устройствам (англ. sensor — чувствительный элемент, датчик) относят специализированные узлы аппаратуры, на выходе которых возникает перепад напряжения или кратковременный импульс в момент касания пальцем датчика — сенсора. В последующих узлах эти перепады (импульсы) производят необходимые переключения. Сенсорные устройства удобны для пользователя и в последнее время широко применяются в аппаратуре, особенно в бытовой.

Принципы действия подобных устройств могут быть разными. Здесь будет рассмотрен один из них, основанный на замыкании двух площадок за счет электрической проводимости кожи. Для уменьшения переходного сопротивления конструктивно сенсор выполняют так, чтобы в момент касания пальца возникало несколько мостиков проводимости (рис. 7.8).

Схемные реализации подобных сенсорных устройств близки к рассмотренным контактным переключателям. С учетом того, что в месте касания сопротивление кожи может составлять десятки килоом (оно зависит от степени ее загрязнения и влажности), для обеспечения надежной работы

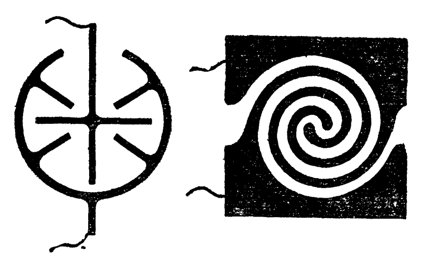


Рис. 7.8. Примеры конструктивного исполнения сенсорных площадок

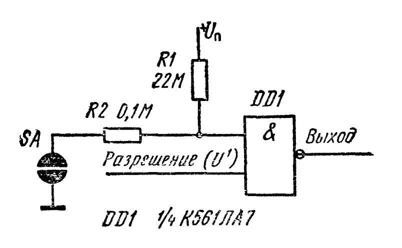


Рис. 7.9. Схемы формирователя перепада напряжения от сенсора на основе логического элемента КМОП

входное сопротивление сенсора должно быть во много раз больше. По этой причине элементной базой сенсорных устройств служат микросхемы КМОП-структуры. При составлении принципиальных схем сенсорных устройств учитывают возможные прерывания проводимости на поверхности сенсора, подобных дребезгу контактов.

Лицо, касающееся сенсорной площадки, может оказаться носителем опасного для микросхемы статического электричества. Поэтому между сенсором и входом микросхемы для защиты ее от пробоя ставят резистор сопротивлением в несколько десятков килоом. Высокое статическое напряжение в этом случае нейтрализуется охранной цепочкой на входе микросхемы.

Схема простого устройства подобного рода дана на рис. 7.9. Когда контакты сенсора разомкнуты, на входе инвертора — уровень высокого напряжения, на выходе — низкого. При касании входных зажимов резисторы R1 и $R2+R_к$ ($R_к$ — сопротивление кожи) образуют делитель напряжения. Поскольку $R2+R_к \ll R1$, напряжение на входе инвертора падает ниже порога переключения, а на выходе скачком возрастает. Это состояние сохраняется, пока палец прижат к сенсору.

Развитие рассмотренного устройства показано на рис. 7.10. Элементы DD1 и DD2 образуют одновибратор, который запускается в момент прикосновения к сенсору. Одновибратор генерирует одиночный импульс, после чего возвращается в исходное состояние. Продолжительность касания должна быть короче длительности выходного импульса. При номиналах R3 и C1, указанных на схеме, длительность импульса около 1,5 с. Увеличением емкости C1 можно удлинить выходной импульс. Переключатель с двумя сенсорными площадками (рис. 7.11) представляет собой асинхронный RS-триггер. Перебросы триггера происходят при поочередном касании сенсоров SA1 и SA2. После переброса состояние триггера сохраняется и после удаления пальца. Такой переключатель удобно употреблять в системах с независимым управлением «Пуск» — «Стоп».

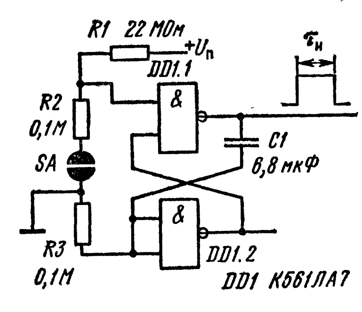


Рис. 7.10. Схема сенсорного генератора импульса

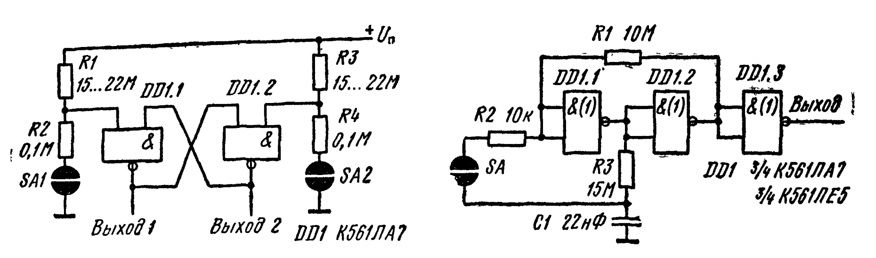


Рис. 7.11. Схема сенсорного формирователя перепадов напряжения с помощью RS-триггера на логических элементах И-НЕ

Рис. 7.12. Схема сенсорного устройства двухтактного действия

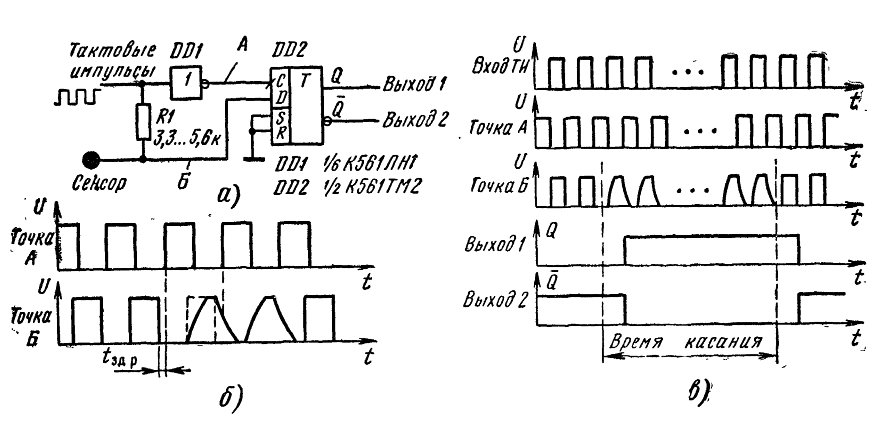


Рис. 7.13. Сенсорное устройство, срабатывающее за счет емкости тела: *а* — принципиальная схема; *б* и *в* — временные диаграммы

Сенсорное устройство по рис. 7.12 по принципу действия сходно с контактным переключателем на рис. 7.2, *в*. В отличие от предыдущих схем здесь триггер, образованный элементами DD1.1 и DD1.2, перебрасывается от каждого прикосновения пальца.

Сенсорное устройство по рис. 7.13 срабатывает за счет емкости тела оператора. На выходах Выход 1 и Выход 2 длительность вызванных сигналов определяется временем контакта пальца с сенсорной площадкой. Для работы устройства требуются внешние прямоугольные импульсы. Генератором таких импульсов может служить мультивибратор, собранный на втором триггере микросхемы (рис. 5.26, *б*) либо на элементах микросхемы DD1.

За счет элемента DD1 импульсы на тактовом входе C инверсны по отношению к импульсам на входе D и отстают от них на время задержки распространения $t_{зд.р}$ (рис. 7.13, *б*). Срабатывание триггера DD2 происходит по фронту ($U^{0,1}$) импульсов на тактирующем входе C. В исходном состоянии устройства моменту прихода фронта соответствует напряжение низкого уровня на входе D, и, следовательно, на выходе 1 действует напряжение низкого уровня, на выходе 2 — высокого.

С прикосновением пальца к сенсорной площадке емкость тела оператора и резистор R1 образуют интегрирующую цепь, которая будет искажать фронт и срез импульсов на входе D. В момент поступления фронта тактового импульса на входе D еще присутствует напряжение высокого уровня и триггер переключится в состояние, соответствующее высокому уровню на выходе 1. Он будет подтверждаться с каждым тактовым импульсом. После отпускания пальца форма импульсов на входе D восстановится, и очередной тактовый импульс возвратит триггер в исходное состояние.

8. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Регулярную последовательность импульсов, создаваемую генератором (мультивибратором, кварцевым генератором и т. п.), в последующих узлах аппаратуры часто приходится подвергать обработке. Примерами подобных операций могут служить: выделение и преобразование отдельных фрагментов, фазовый и временнóй сдвиг, умножение и деление частоты, синтез ступенчатых и аналоговых сигналов и др. Поскольку для последовательности импульсов нетрудно обеспечить очень высокую стабильность частоты, производные сигналы сохраняют исходную стабильность и синхронность с нею. Здесь описаны некоторые виды преобразований импульсных последовательностей.

Фазовый сдвиг импульсов легко осуществить с помощью триггеров. На рис. 8.1, *а* показана схема простого устройства, обеспечивающего на разных выходах сдвиг фазы на 90, 180 и 270° относительно входной [12]. Здесь создается именно фазовый сдвиг, а не временнáя задержка, так как фазовые соотношения на выходах сохраняются при разных значениях входной частоты. Временны́е диаграммы показаны на рис. 8.1, *б*.

Режим работы устройств по схеме на рис. 8.2 определяется уровнем управляющего напряжения $U_{упр}$. При низком уровне напряжения триггер, как обычно, делит входную частоту и $f_{вых}=f_{вх}/2$, а при высоком — устройство действует как повторитель входной частоты, т. е. $f_{вых}=f_{вх}$. Такой повторитель-делитель частоты может быть употреблен для кодирования логических уровней цифровых сигналов разными частотами.

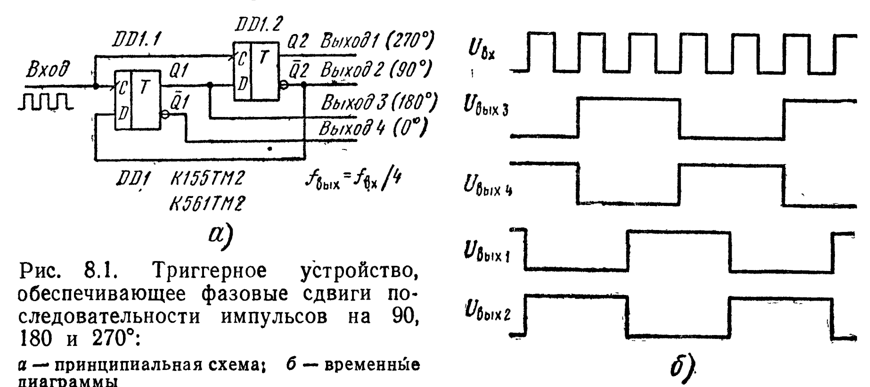


Рис. 8.1. Триггерное устройство, обеспечивающее фазовые сдвиги последовательности импульсов на 90, 180 и 270°:

а — принципиальная схема; *б* — временны́е диаграммы

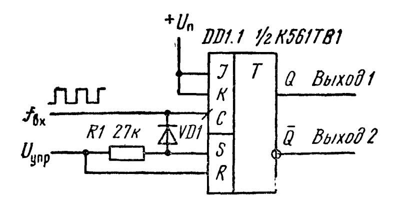


Рис. 8.2. Схема делителя-повторителя частоты колебаний

Действие устройства основано на свойствах триггера К561ТВ1 при управлении по асинхронным входам S и R. Напомним, что при низком напряжении на этих входах триггер работает как синхронный и при высоком напряжении на входах J и K делит на 2 число импульсов, поступающих на тактовый вход C. Когда на входе R напряжение высокого уровня, а на S — низкого, на прямом выходе Q напряжение низкого уровня, а когда на входе S высокий уровень, а на R низкий, либо на обоих этих входах уровень высокого напряжения — на прямом выходе Q устанавливается напряжение высокого уровня. Импульсы на входе C при этом на состояние триггера не влияют.

Поскольку между входами S и C включен диод VD1, то при высоком уровне на входе $U_{упр}$ и при наличии на входе C импульсной последовательности картина работы меняется. От чередования напряжения на входе C диод VD1 периодически закрывается. В те интервалы времени, когда на входе C высокий уровень, диод закрыт, следовательно, на входах S и R тоже высокий уровень, а значит, такой же уровень будет и на прямом выходе триггера. Когда же на входе C действует напряжение низкого уровня, диод открыт, на входе S низкое напряжение, а на R — по-прежнему высокое. Следовательно, на прямом выходе триггера Q будет напряжение низкого уровня. Иными словами, сигналы на выходах триггера повторяют импульсную последовательность на входе C.

Если на управляющем входе установлено напряжение низкого уровня, диод VD1 постоянно закрыт и триггер работает как делитель частоты входной импульсной последовательности.

В ряде случаев требуется выявить пропадание отдельных импульсов в последовательности. Такая ситуация может возникнуть, например, при счете деталей и в медицинской практике при контроле работы больного сердца. Это нетрудно сделать с помощью одновибратора с повторным запуском (рис. 8.3, *а*). Для этой цели выходной импульс одновибратора должен удовлетворять условию $T<\tau_и<2T$, где $\tau_и$ — длительность импульса одновибратора, T — период следования импульсов в контролируемой последовательности.

Первый импульс последовательности запускает одновибратор. Пока последовательность регулярна, одновибратор будет повторно запускаться до завершения выходного импульса, поэтому уровень напряжения на выходе будет неизменным. Пробел в серии входных импульсов приведет к тому, что одновибратор завершит цикл генерации и напряжение на его выходе изменится скачком. Это новое состояние длится до прихода очередного импульса последовательности, после чего выходное напряжение восстанавливается и остается неизменным до следующего пропуска. Временные диаграммы на рис. 8.3, *б* поясняют принцип действия.

Сходным образом решают и обратную задачу — выявление посторонних импульсов в регулярной последовательности. На рис. 8.4 представлены схема и временные диаграммы для этого случая. Здесь одновибратор обыч-

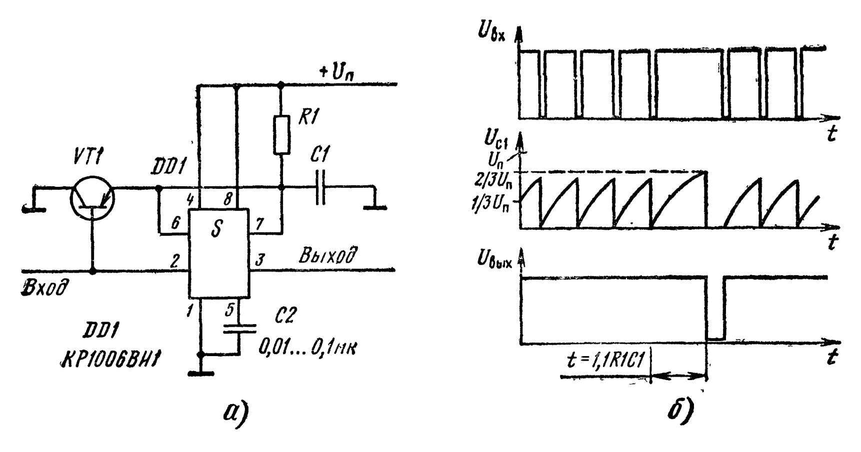
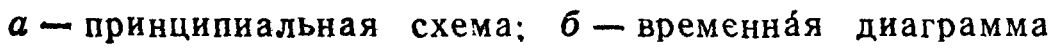


Рис. 8.3. Одновибратор с повторным запуском в режиме выявления пропуска в последовательности импульсов:


а — принципиальная схема; *б* — временная диаграмма

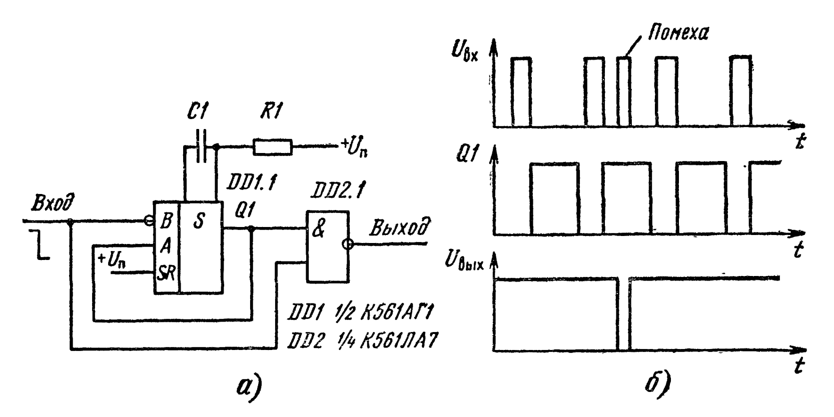


Рис. 8.4. Устройство для выявления посторонних импульсов в последовательности:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

ный, не с повторным запуском, например на микросхеме К155АГ1 или по схеме на рис. 4.11. Напряжение высокого уровня на выходе Q1 одновибратора DD1.1 служит разрешающим сигналом для логического элемента DD2.1. Если в течение действия выходного импульса одновибратора на входе появится дополнительный импульс, он пройдет через логический элемент и появится на его выходе.

Регулярную последовательность импульсов и пауз нетрудно преобразовать в другую последовательность, где чередование импульсов и пауз происходит по определенной программе. Для этой цели используют регистры сдвига в сочетании с логическим устройством, создающим обратную связь на информационный вход регистра. Идею подобного преобразования поясняет рис. 8.5.

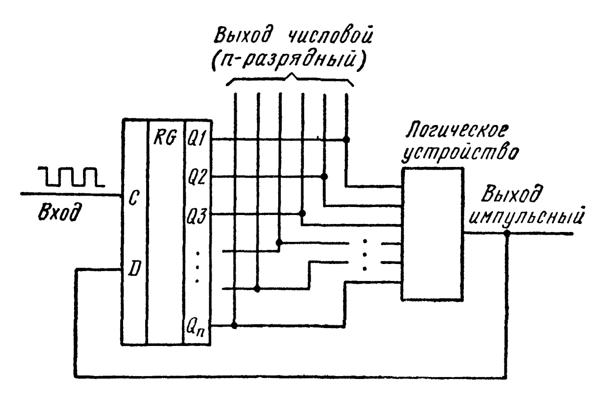


Рис. 8.5. Регистр сдвига и логический элемент в роли преобразователя последовательности импульсов

Благодаря наличию цепи обратной связи регистр работает циклически. Уровень сигнала, действующего на информационном входе D, зависит от комбинации сигналов на выходе регистра и от логической функции, выполняемой логическим устройством. С каждым тактовым импульсом на входе С происходит сдвиг содержимого регистра и ввод новой информации по входу D, чем обеспечивается желаемая смена выходных сигналов.

Эту систему можно использовать и как генератор псевдослучайных двоичных чисел, считывая их с выходов регистра.

Как пример на рис. 8.6 дана схема трехразрядного регистра в сочетании с логическим устройством в цепи обратной связи. Допустим, в начальный момент все три триггера регистра пребывали в нулевом состоянии, т. е. $Q1=Q2=Q3=0$. Очевидно, что на выходе логического устройства была логическая единица, поскольку $\overline{Q1}=\overline{Q3}=1$. Поэтому с первым тактовым импульсом этот сигнал будет введен в регистр, в то время как сигнал $Q1=0$ перейдет во второй триггер, $Q2=0$ — в третий. Выходное состояние регистра теперь будет $Q1=1$, $Q2=0$, $Q3=0$, что создаст на выходе устройства сигнал логического нуля. Со следующим тактовым импульсом состояние регистра станет $Q1=0$, $Q2=1$, $Q3=0$, а на выходе логического устройства появится импульс, соответствующий логической единице (табл. 8.1).

Далее цикл повторяется.

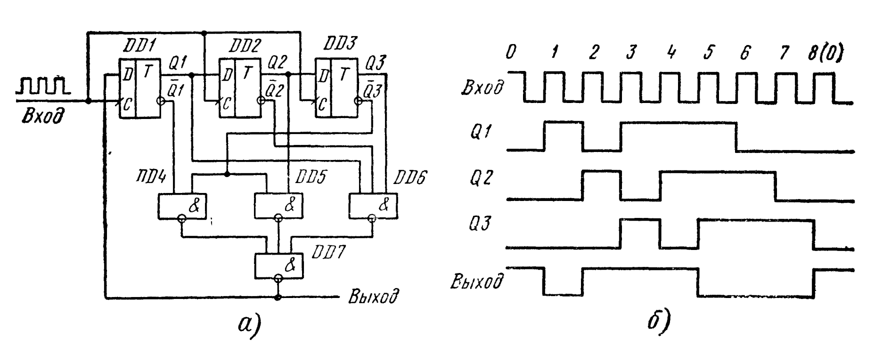


Рис. 8.6. Пример конкретного устройства для преобразования последовательности импульсов:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Таблица 8.1

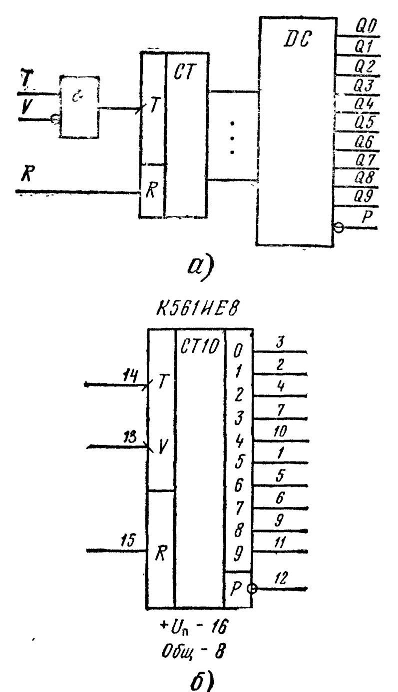
Такт	Q1	Q2	Q3	Выход	Такт	Q1	Q2	Q3	Выход	Такт	Q1	Q2	Q3	Выход
0	0	0	0	1	3	1	0	1	1	6	0	1	1	0
1	1	0	0	0	4	1	1	0	1	7	0	0	1	0
2	0	1	0	1	5	1	1	1	0	8(0)	0	0	0	1

В каждом ряду этой таблицы выходной сигнал определяется значениями Q1, Q2, Q3 (и $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$, $\overline{Q3}$), приложенными к входам логического устройства DD4—DD7. Значение Q1 характеризует выходной сигнал в предыдущем ряду, Q2 — это значение Q1 из предыдущего ряда, тогда как Q3 — это предыдущее значение Q2.

Достоинство подобных преобразователей — простота и большая гибкость в управлении, а также возможность получения сложных выходных последовательностей (в том числе и псевдослучайных) при малых аппаратных затратах. Как показал пример, даже простой трехразрядный регистр может генерировать последовательности длиной в восемь тактов.

Распределители импульсов обеспечивают циклическое пространственно-временное распределение последовательности импульсов, поступающих на вход. Другими словами, на разных выходах распределителя поочередно появляются импульсы согласно моменту их поступления на вход.

В качестве распределителей могут быть использованы близкие по свойствам счетчики К561ИЕ8 и К561ИЕ9. В ходе счета у них на каждом из



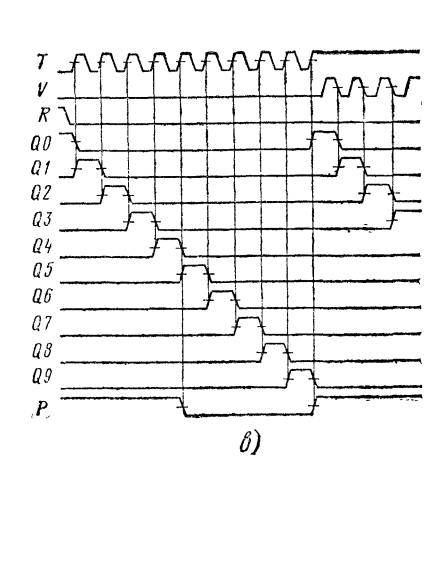


Рис. 8.7. Микросхема К561ИЕ8:
а — логическая структура; *б* — условное графическое изображение; *в* — временные диаграммы

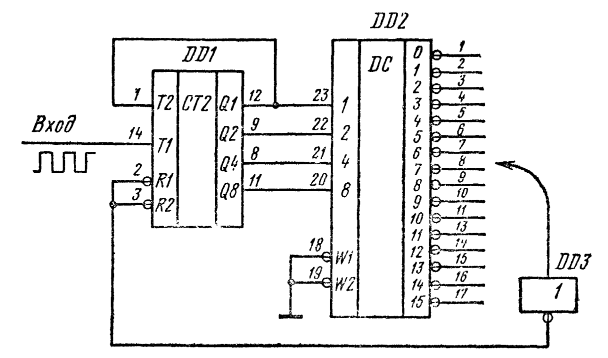


Рис. 8.8. Распределитель импульсов на счетчике и дешифраторе

выходов поочередно возникают сигналы высокого уровня: «1 из 10» (К561ИЕ8) либо «1 из 8» (К561ИЕ9). На рис. 8.7, *а* и *б* представлены условное графическое изображение микросхемы К561ИЕ8 и временные диаграммы ее работы. Если требуется более короткий цикл работы из меньшего числа импульсов $N<10$, т. е. не все выходы должны быть использованы, то выход N соединяют с входом сброса R, что обеспечивает возвращение к исходному состоянию.

Распределитель может быть собран из двоичного счетчика и дешифратора (рис. 8.8). Дешифратор типа К155ИД3, показанный на схеме, обеспечивает выходные сигналы низкого уровня «1 из 16». Длину цикла можно изменять, подключая вход инвертора DD3 к надлежащему выходу дешифратора. Кроме указанных, можно применять микросхемы других типов, например счетчик К155ИЕ9 и дешифратор К155ИД10 (десять выходов).

Выходы дешифратора можно объединять в группы, увеличивая тем самым время действия выходных импульсов. На рис. 8.9 показана схема узла для получения четырехфазной последовательности выходных импульсов, разделенных между собой интервалами в один такт. Подключая входы логических элементов в различных сочетаниях, можно получать различные распределения выходных импульсов.

При использовании подобного узла с микросхемами К561ИЕ8 и К561ИЕ9 для правильной работы необходимо использовать логические элементы ИЛИ либо ИЛИ-НЕ, поскольку для этих элементов активные входные сигналы — высокого уровня.

Разновидность подобных распределителей — многофазные генераторы. На рис. 8.10 представлена схема генератора, в котором трехфазное напряжение получено из входной последовательности импульсов. Действие его основано на циклическом сдвиге входных импульсов с помощью регистра сдвига. Выходная частота с входной связана зависимостью $f_{вых}=f_{вх}/6$.

На рис. 8.11 показан способ выделения одиночного импульса из последовательности. Временное положение пусковых импульсов — вход D — может быть произвольным и не синхронизированным с импульсами последовательности. Между собой оба варианта (рис. 8.11, *а* и *в*) различаются тем, что в первом выходной импульс возникает по фронту тактовых им-

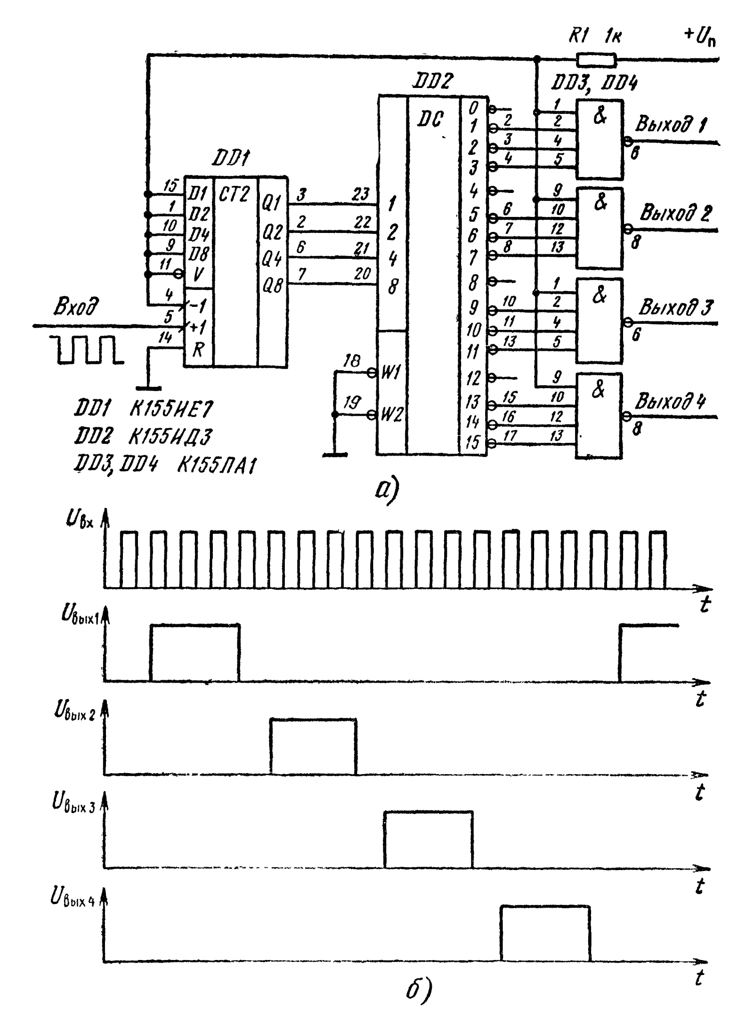


Рис. 8.9. Пример распределителя с группировкой импульсов и интервалом между группами:
а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

пульсов, во втором — по срезу. Временные диаграммы поясняют принцип работы. Из них следует, что на время действия командного сигнала должен приходиться фронт хотя бы одного тактового импульса.

Для выделения пачки импульсов из непрерывной последовательности можно воспользоваться схемой на рис. 8.12. Число импульсов в пачке N задают в двоичном коде на входы предварительной установки счетчиков DD1—DD3. Три четырехразрядных счетчика дают возможность ввести 12 разрядов двоичного числа ($N=2^{12}=4096$). Триггер DD4 обеспечивает

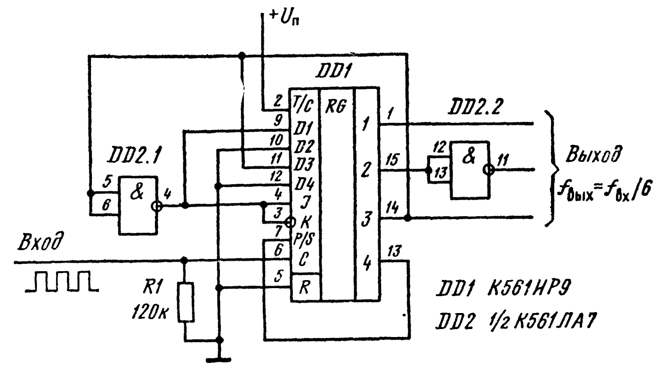


Рис. 8.10. Схема преобразователя непрерывной последовательности импульсов в трехфазную

Рис. 8.11. Схемы и временны́е диаграммы устройств для выделения одиночного импульса из последовательности:
а и *б* — по фронту тактового импульса; *в* и *г* — по срезу тактового импульса

введение числа N в счетчики и начало генерации пачки по пусковому импульсу.

После прихода пускового импульса (его длительность должна превышать период следования импульсов в последовательности) триггер DD4 сработает по фронту очередного импульса последовательности и на его инверсном выходе появится низкий уровень, что позволит записать число N в счетчики и закрыть элемент DD5.2. С прекращением сигнала «Пуск» первый же импульс последовательности вызовет переключение триггера DD4, и напряжение высокого уровня на его инверсном выходе разрешит работу

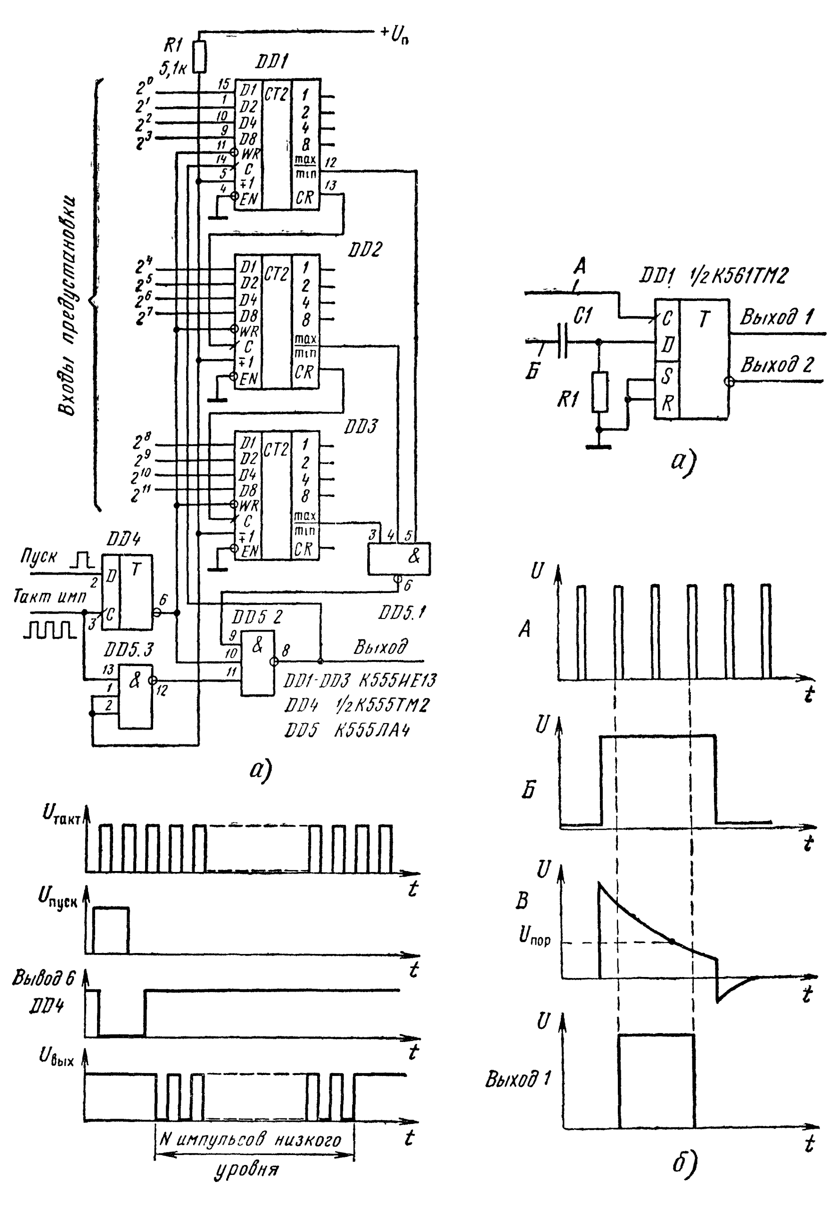


Рис. 8.12. Устройство для выделения пачки импульсов из последовательности:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Рис. 8.13. Формирователь импульса, длительность которого равна нескольким тактам:

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

счетчикам. Счетчики работают в режиме вычитания, т. е. счет импульсов входной последовательности происходит в направлении уменьшения записанного в счетчики числа.

Когда будет сосчитано N импульсов, на выходе max/min всех счетчиков возникнет напряжение высокого уровня. В этот момент на верхнем, по схеме, выводе логического элемента DD5.2 появится напряжение низкого уровня, которое запрет этот элемент, и счет выходных импульсов прекратится [23].

Выходной импульс длительностью в несколько периодов тактовой последовательности может быть получен на основе D-триггера и дифференцирующей RC-цепи — рис. 8.13 [15]. В этом устройстве дифференцирующая RC-цепь, подключенная ко входу D триггера, по сути дела, играет роль элемента временно́й выдержки.

У триггера на входе D до прихода пускового импульса присутствует напряжение низкого уровня, и, следовательно, на прямом выходе — тот же уровень. Когда на вход цепи R1, C1 (точка Б) поступит импульс высокого уровня, первый же тактовый импульс на входе C переключит триггер и на его прямом выходе появится напряжение высокого уровня. Это состояние триггера сохранится до тех пор, пока в процессе зарядки конденсатора C1 через резистор R1 напряжение на входе D снизится ниже порогового уровня и на вход C поступит очередной тактовый импульс. Запускающий импульс на входе D по продолжительности должен превышать выходной (рис. 8.13, *б*).

Длительность выходного импульса приблизительно равна 0,7R1C1 при условии, что период следования импульсов последовательности гораздо меньше постоянной времени R1C1. Точное значение длительности выходного импульса соответствует целому числу периодов импульсной последовательности на входе C триггера между двумя его срабатываниями. Напряжение питания мало влияет на продолжительность выходного импульса.

Это устройство легко преобразовать для работы от запускающего импульса низкого уровня, для чего вывод резистора R1, подключенный к общему проводу, следует присоединить к плюсу питания.

Цифровые таймеры преобразовывают входную последовательность импульсов в прямоугольные импульсы, длительность которых равна нескольким периодам этой последовательности. Соотношение между продолжительностью выходного импульса и периодом входных задают цифровым кодом (программой) на входе таймера. Основой цифрового таймера служит тактовый генератор и программируемый счетчик. Преимущество такого таймера заключается в том, что и начало, и конец генерируемого импульса строго синхронизированы с импульсами последовательности и, кроме того, он не требует внешних времязадающих RC-цепей, что важно для создания больших выдержек.

После запуска таймера с поступлением первого из последовательности входного импульса формируется фронт выходного и одновременно запускается счетчик. Окончание цикла счета соответствует срезу выходного импульса. Максимальная его длительность зависит только от емкости счетчика и периода входных импульсов и может быть поэтому очень большой.

На рис. 8.14, *а* показана схема цифрового таймера [27]. Для простоты показан только один четырехразрядный счетчик. Если надо, можно после-

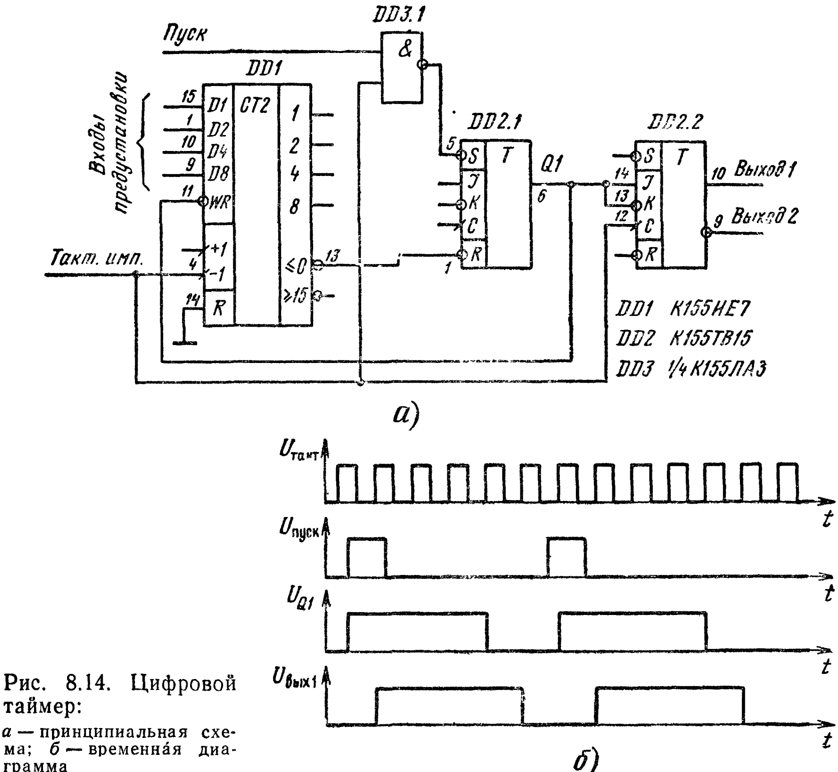


Рис. 8.14. Цифровой таймер:

а — принципиальная схема; *б* — временна́я диаграмма

довательно соединить несколько счетчиков. Счетчик DD1 работает в режиме вычитания (обратного счета). Выходом счетчика служит выход займа (≤0).

Триггер DD2.1 включен как асинхронный $\overline{R}\overline{S}$-триггер, а DD2.2 — как синхронный D-триггер. Вместо указанных на схеме микросхем могут быть применены счетчик К155ИЕ6 и триггер К155ТМ2.

Порядковый номер N тактового импульса, заканчивающего формирование выходного импульса, в двоичном параллельном коде подают на входы D1—D8 предварительной установки счетчика. В исходном положении триггер DD2.1 находится в нулевом состоянии и, согласно режиму работы счетчика К155ИЕ7, при напряжении низкого уровня на входе WR происходит предварительная установка счетчика в состояние, соответствующее коду на входах D1—D8.

После поступления сигнала разрешения («Пуск») ближайший тактовый импульс вызовет переключение триггера DD2.1, который выходным сигналом высокого уровня переведет в режим счета счетчик DD1. По фронту следующего тактового импульса число, записанное в счетчик, уменьшится на единицу, и одновременно триггер DD2.2 переключится в единичное состояние, формируя выходной импульс. Через N — 1 тактов содержимое счетчика DD1 уменьшится до нуля, на выходе займа (≤0) появится напряжение низкого уровня, которое установит триггер DD2.1 в исходное нулевое состояние.

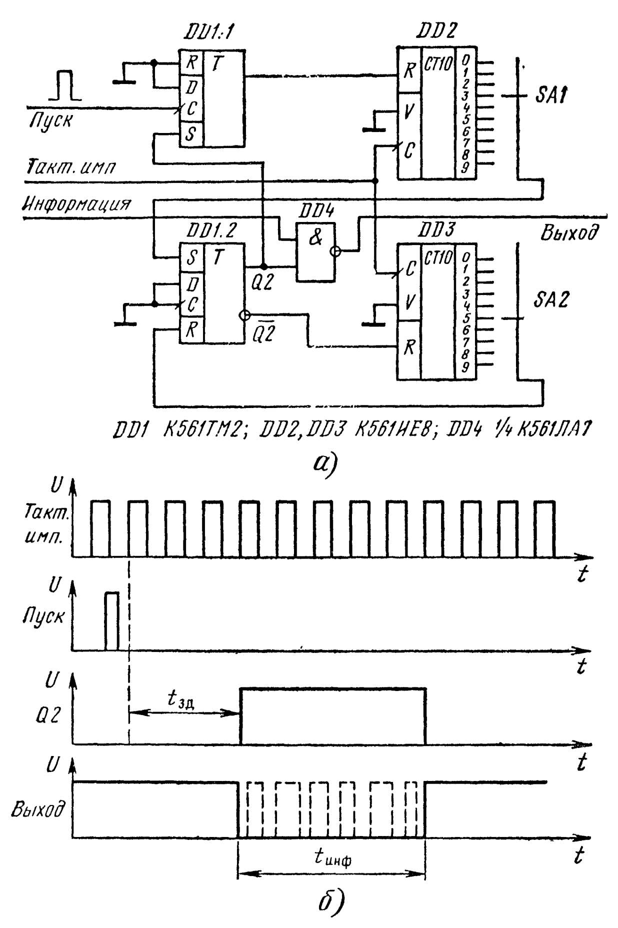


Рис. 8.15. Узел цифровой задержки информации:
а — принципиальная схема; *б* — временна́я диаграмма

Фронт следующего тактового импульса переведет в нулевое состояние триггер DD2.2, заканчивая генерацию выходного импульса. Длительность выходного импульса равна, таким образом, $\tau_{вых} = NT_{вх}$, где N — число, предварительно записанное в счетчик, а $T_{вх}$ — период следования тактовых импульсов. Рисунок 8.14, *б* иллюстрирует работу таймера для случая $N=4$.

Узлы цифровой задержки обеспечивают временну́ю выдержку до начала какого-то процесса по отношению к пусковому импульсу, принятому за начало отсчета. Продолжительность задержки задают в дискретной форме в виде определенного числа периодов тактовых импульсов. Эти узлы строят на тех же принципах, что и цифровые таймеры. Наряду с устройствами программируемой, перестраиваемой задержки находят применение и более простые системы с жесткой, неизменной программой работы, с выбором постоянного коэффициента счета, устанавливаемого при изготовлении устройства.

Схема, показанная на рис. 8.15, *а*,— один из примеров систем подобного рода. Это устройство обеспечивает выборку двоичной информации (до восьми разрядов), непрерывно поступающей на вход «Информация» синхронно с тактовыми импульсами. Оно содержит узел цифровой задержки — счетчик DD2 — и цифровой таймер — счетчик DD3. Оба счетчика допускают изменение коэффициента счета, т. е. позволяют управлять временем задержки и длительностью формируемого импульса, в продолжение которого идет прием информации. Временно́е положение полезной информации задано относительно импульса «Пуск» (рис. 8.15, *б*). До поступления пускового импульса триггер DD1.1 находится в единичном состоянии, а DD1.2 — в нулевом. Поскольку на входе R счетчиков DD2 и DD3 действует напряжение высокого уровня, оба счетчика остановлены в нулевом состоянии. Логический элемент DD4 закрыт низким напряжением на нижнем (по схеме) входе. На сигналы, поступающие на входы «Тактовые импульсы» и «Информация», устройство не реагирует.

По фронту импульса «Пуск» триггер DD1.1 переключается, разрешая работу счетчику DD2. Счетчик начинает счет тактовых импульсов, обеспечивая нужную задержку. Когда через положенный отрезок времени $t_{зд} = NT_{т.и}$ (где N — число тактовых импульсов, подлежащих счету, $T_{т.и}$ — период следования тактовых импульсов), на его выходе появится импульс высокого уровня и произойдет переключение триггера DD1.2. Этот триггер переведет счетчик DD3 в режим счета, а сигналом высокого уровня с прямого выхода, во-первых, откроет логический элемент DD4, в результате чего на выходе появится полезная информация, и, во-вторых, переключит триггер DD1.1, который закроет счетчик DD2. С завершением цикла счета счетчиком DD3 произойдет переключение триггера DD1.2, который закроет элемент DD4, остановит и обнулит счетчик DD3. Поскольку на входе S триггера DD1.1 появится нулевой сигнал, этот триггер будет готов к приему очередного пускового импульса. При необходимости времена задержки и приема информации можно увеличить, нарастив счетчики обычным путем.

Приложение

Численные значения e^{-x} и $1-e^{-x}$

x	e^{-x}	$1-e^{-x}$	x	e^{-x}	$1-e^{-x}$	x	e^{-x}	$1-e^{-x}$
0,1	0,904	0,095	1,4	0,246	0,753	2,7	0,067	0,933
0,2	0,819	0,181	1,5	0,223	0,777	2,8	0,061	0,939
0,3	0,741	0,259	1,6	0,202	0,798	2,9	0,055	0,945
0,4	0,670	0,330	1,7	0,183	0,817	3,0	0,050	0,950
0,5	0,606	0,393	1,8	0,165	0,835	3,2	0,041	0,959
0,6	0,549	0,451	1,9	0,150	0,850	3,4	0,033	0,967
0,7	0,496	0,503	2,0	0,135	0,865	3,6	0,027	0,973
0,8	0,449	0,550	2,1	0,122	0,878	3,8	0,022	0,978
0,9	0,406	0,593	2,2	0,111	0,889	4,0	0,018	0,982
1,0	0,368	0,632	2,3	0,100	0,900	4,5	0,011	0,989
1,1	0,333	0,667	2,4	0,091	0,909	5,0	0,007	0,993
1,2	0,301	0,699	2,5	0,082	0,918	5,5	0,004	0,996
1,3	0,272	0,727	2,6	0,074	0,926			

Список литературы

1. **Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н. А., Шакулин В. Г.** Кварцевые генераторы. Справочное пособие.— М.: Радио и связь, 1984.— 232 с.
2. **Баклинский В. П., Дьяконов В. П., Хлонь А. Г.** Времязадающие и коммутирующие устройства.— Киев: Знание, 1980.— 24 с.
3. **Бирюков С. А.** Цифровые устройства на интегральных микросхемах.— М.: Радио и связь, 1987.— 152 с.
4. **Глухов А. В., Кожемякин А. Н., Меерович Г. П.** и др. Генератор с фазовой автоподстройкой частоты К564ГГ1//Электронная промышленность.— 1984.— № 6.— С. 25—26.
5. **Гольденберг Л. М.** Импульсные устройства.— М.: Радио и связь, 1981.— 224 с.
6. **Горн Л. С., Хазанов Б. И.** Элементы микромощных цифровых устройств.— М.: Атомиздат. 1980.— 55 с.
7. **Димитрова М. И., Пунджев В. П.** 33 схемы с логическими элементами И—НЕ: Пер. с болг.— Л.: Энергоатомиздат, 1988.— 112 с.
8. **Дычаковский В. Б., Кобзарь С. И., Судьин С. Л.** Преобразователь напряжение-частота-напряжение КР1108ПП1//Электронная промышленность.— 1984.— № 6.— С. 28—30.
9. **Дьяконов В. П.** Расчет нелинейных и импульсных устройств на программируемых микрокалькуляторах.— М.: Радио и связь, 1984.
10. **Ерофеев Ю. Н.** Импульсные устройства.— М.: Высшая школа, 1989.— 527 т.
11. **Зельдин Е. А.** Триггеры.—М.: Энергоатомиздат, 1983.— 96 с.
12. **Крымшамхалов Т.** Цифровые микросхемы в спортивной аппаратуре//Радио.— 1978.— № 2.
13. **Коломбет Е. А.** Таймеры.— М.: Радио и связь, 1983.— 128 с.
14. **Кофлин Р., Дрискол Ф.** Операционные усилители и линейные интегральные схемы: Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.
15. **Нерот Ч.** Синхронизированный одновибратор из дифференцирующей цепочки и триггера//Электроника.— 1977.— № 15.— С. 69—70.
16. **Нормет Х.** Использование делителя определяет пределы настройки КМОП — генератора//Электроника.— 1980.— № 21.— С. 74.
17. **Справочник** по интегральным микросхемам/Тарабрин Б. В., Якубовский С. В., Барканов Н. А. и др.; Под ред. Тарабрина Б. В.— М.: Энергия, 1980.— 816 с.
18. **Справочник** по микроэлектронной импульсной технике/Яковлев В. Н., Воскресенский В. В., Мирошниченко С. И. и др.; Под ред. Яковлева В. Н. Киев: Техника, 1983.— 359 с.
19. **Шило В. Л.** Популярные цифровые микросхемы. Справочник.— М.: Радио и связь, 1987.— 352 с.
20. **Шило В. Л.** Функциональные аналоговые интегральные микросхемы.— М.: Радио и связь, 1982.— 128 с.
21. **Щербаков В. И., Грездов Г. И.** Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник.— Киев: Техника, 1983.— 213 с.
22. **Энглин Ф.** Широтно-импульсный модулятор на одной КМОП-схеме//Электроника.— 1977.— № 13.— С. 55.
23. **Circuits** for Electronics Engineers. Ed. by S. Weber.— N. Y.: McGraw-Hill Book Company, 1977.
24. **Digital**-Analog-Wandler formt digitales Signal in Sinussignal um//Radio. Fernsehen, Elektronik.— 1985.— N 1.— S. 59.
25. **Electronics** Applications Sourcebook. 1986 Edition. Vol. 2. Ed. by H. L. Helms. N. Y.: McGraw-Hill Book Company, 1986.

26. **Frerking M. E.** Crystal Oscillators. Design and Temperature Compensation.— N. Y.: Van Nostrand Reinhold Company, 1978.— P. 240.
27. **Handbook** of Modern Electronics and Electrical Engineering. Ed. in Chief Ch. Belove.— N. Y.: John Wiley and Sons, 1986.
28. **Jakubaschk H.** Das große Schaltkreis—Bastekbuch.—Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1984.
29. **Kuhn E.** Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise.— Berlin: VEB Technik, 1985.
30. **Loveday G. C.** Essential Electronics: an A to Z guide.— London: Pitman, 1982.
31. **Markus J.** Popular Circuits Ready-Reference.— N. Y.: McGraw-Hill Book Company, 1982.
32. **Marston R.** CMOS Clock Circuits//Radio-Electronics.— 1984, Nov.— P. 77—80.
33. **Schlenzig K., Blasing K.-H.** Elektronik basteln mit dem Alleskönner 555.— Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1986.
34. **Schlenzig K., Jung D.** Mikroelektronik für Praktiker.— Berlin: Technik, 1985.
35. **Sichla F.** Einsatzbeispiele für CMOS-Schaltkreise.— Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1988.
36. **Zbar P. B., Malvino A.** Basis Electronics. 5th ed.— N. Y.: McGraw-Hill Book Company, 1983.

Оглавление

1 р. 70 к.

МРБ

Импульсные устройства на микросхемах

Издательство «Радио и связь»